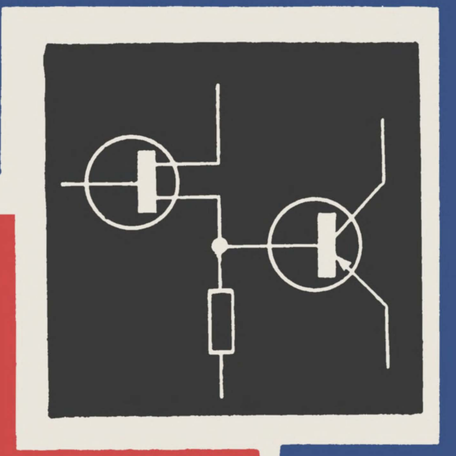




Г. П. ПЕТИН

Транзисторные усилители и генераторы с линейными и нелинейными обратными связями



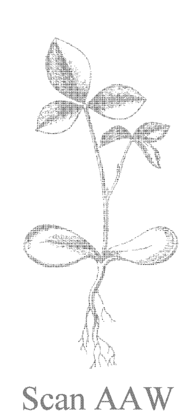
МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 825

Г. П. ПЕТИН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ С ЛИНЕЙНЫМИ И НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ





ЭНЕРГИЯ
МОСКВА 1973

6Ф0.3
П29
УДК 621.382

Петин Г. П.

П29 Транзисторные усилители и генераторы с линейными и нелинейными обратными связями, М., «Энергия», 1973

32 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 825)

В брошюре собраны оригинальные схемы усилителей и генераторов с линейными и нелинейными обратными связями. Приводятся необходимые расчетные соотношения. Основное внимание уделяется принципу работы схем, их свойствам, характеристикам и параметрам.

Брошюра может представлять интерес для подготовленных радиолюбителей, студентов и инженеров, занимающихся вопросами конструирования радиоаппаратуры.

П $\frac{0345\text{-}000}{051(01)\text{-}73}$ 263-73 6Ф0.3

ГЕНРИ ПЕТРОВИЧ ПЕТИН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ С ЛИНЕЙНЫМИ И НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Редактор В. В. Маленженков
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Г. Г. Самсонова
Корректор З. Б. Драновская.

Сдано в набор 1/IX 1972 г. Подписано к печати 9/II 1973 г. Т-03054
Формат 84×108[1]/32 Бумага типографская № 3
Усл. печ. л. 1,68 Уч.-изд. л. 2,45
Тираж 50 000 экз. Зак. 424 Цена 11 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Московская типография № 13 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, Б-5, Денисовский пер., 30.

Отпечатано в московской типографии № 32 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, К-51, Цветной бульвар, 26. Зак. 479

ВВЕДЕНИЕ

Цепи обратной связи существенно влияют на характеристики усилителя.

Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, но уменьшает устойчивость усиления и неблагоприятно сказывается на ряде основных параметров. Поэтому в чистом виде положительную обратную связь используют только в схемах генераторов, а в схемах усилителей ее применяют редко. В схемах усилителей положительную обратную связь чаще применяют совместно с отрицательной. Такая комбинация при правильном ее расчете и конструирования не ухудшает стабильности усиления и позволяет получить ряд новых свойств.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но одновременно значительно улучшает другие основные параметры усилителей, что и обусловливает ее широкое применение.

Последовательная отрицательная обратная связь, при которой напряжение сигнала обратной связи вычитается из напряжения входного сигнала, увеличивает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления по напряжению и не меняет коэффициента усиления по току. Параллельная отрицательная обратная связь, при которой ток обратной связи вычитается из входного тока, уменьшает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления по току и не меняет коэффициента усиления по напряжению. Если сигнал отрицательной обратной связи как последовательной, так и параллельной пропорционален выходному напряжению, то при включении обратной связи происходит уменьшение выходного сопротивления усилителя. Если сигнал отрицательной обратной связи пропорционален выходному току, то такая обратная связь увеличивает выходное сопротивление усилителя. Конкретный выбор схем цепей обратной связи определяется тем, как требуется изменить параметры усилителя.

Правильно рассчитанная цепь отрицательной обратной связи прежде всего делает коэффициент усиления более постоянным, менее зависимым от всяких воздействий: влияния температуры, изменения напряжения питания, изменения параметров нагрузки, смены транзисторов. Резко уменьшаются нелинейные искажения и значительно увеличивается полоса усиливаемых частот. В большинстве случаев действует закономерность: во сколько раз за счет отрицательной обратной связи упал коэффициент усиления (по току или напряжению), во сколько раз изменяется в благоприятную сторону интересующий нас параметр — нестабильность коэффициента усиления, коэффициент нелинейных искажений, входное и выходное сопротивление усилителя.

Наилучшие результаты получаются в пределах полосы частот пропускания исходного усилителя без отрицательной обратной связи.

Вне этой полосы частот, а также и вблизи границ ее стабилизирующее и улучшающее действие отрицательной обратной связи ослабевает. Это связано с фазовыми сдвигами в схеме усилителя и в цепи отрицательной обратной связи, в силу чего обратная связь перестает быть чисто отрицательной. Наиболее сильные фазовые сдвиги наблюдаются за пределами полосы пропускания исходного усилителя. Как известно, любая элементарная реактивная (с отключенной цепью обратной связи) цепочка является фазосдвигающей, причем RC- или RL-цепочки дают фазовый сдвиг, не превышающий $\pi/2$. Две таких цепочки могут дать фазовый сдвиг, равный π, в результате чего чисто отрицательная обратная связь может перейти в положительную со всеми нежелательными последствиями. Однако для усилителя, содержащего вместе с цепью отрицательной обратной связи две фазосдвигающих цепочки, такой переход может совершиться только на нулевой или бесконечно большой частоте, где коэффициент усиления падает до нуля и в результате коэффициент получившейся положительной обратной связи также равен нулю. Поэтому усилитель не самовозбуждается и на всех частотах сохраняется устойчивость усиления при любой глубине обратной связи. Если же имеется три или более фазосдвигающих цепочки, то переход отрицательной обратной связи в положительную происходит на конечных частотах, близких к границам полосы пропускания усилителя с обратной связью. На этих частотах, при достаточной глубине обратной связи, возможно самовозбуждение усилителя, а если самовозбуждения нет, то возможна сильная неравномерность частотной характеристики. Наиболее склонны к самовозбуждению усилители, содержащие одинаковые параметры фазосдвигающих цепочек. Соответствующая частотно-фазовая коррекция может повысить устойчивость усилителя, однако получить глубокую отрицательную обратную связь в широкой полосе частот при наличии более чем двух фазосдвигающих цепочек затруднительно.

Каждый каскад усиления обычно имеет не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области высоких частот, и не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области низких частот.

Оптимальное число каскадов в усилительной ячейке с отрицательной обратной связью равно двум.

Если же число усилительных каскадов велико, то лучше разбить весь усилитель на отдельные ячейки с местной отрицательной обратной связью.

Однокаскадный усилитель не всегда можно охватить тем видом обратной связи, который нужен. Кроме того, так как коэффициент усиления одного каскада невелик, получить глубокую отрицательную обратную связь в однокаскадном усилителе не удается.

Для однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью справедлива закономерность — во сколько раз под воздействием обратной связи упал коэффициент усиления, во столько раз увеличится верхняя граничная частота полосы пропускания и уменьшится нижняя. В двухкаскадном усилителе коэффициент усиления падает быстрее, чем расширяется полоса усиливаемых частот. Сказывается действие увеличивающихся фазовых сдвигов. Еще меньше расширяется полоса пропускания многокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

Более подробное изложение общих свойств усилителей с обратными связями с соответствующей математической интерпретацией

можно найти во многих монографиях и учебных пособиях, посвященных теории усилительных схем.

В данной брошюре описаны некоторые интересные схемы транзисторных усилителей и генераторов с обратными связями. Все схемы экспериментально исследованы автором. Следует учесть, что нерациональный монтаж, плохая экранировка или плохая развязка по цепям питания могут привести к появлению паразитных обратных связей и к самовозбуждению усилителя. Все описанные схемы исследовались при питании от стабилизированного источника с малым внутренним сопротивлением и низким уровнем фона переменного тока.

Работоспособность большинства рассмотренных схем слабо зависит от типа и характеристик применяемых транзисторов. Например, замена высокочастотных транзисторов низкочастотными и наоборот влияет на частотные свойства в области высоких частот и не сказывается на низких. Никаких изменений в величинах применяемых резисторов производить не требуется. Для большинства схем замена германиевых транзисторов на кремниевые и наоборот также не требует изменений номиналов элементов схемы.

При выборе величин сопротивлений резисторов схем не преследовалась цель получения малого потребляемого от источника питания тока. Экономичность по питанию того или иного усилителя или генератора можно существенно повысить путем перерасчета. При этом, естественно, изменятся характеристики. Понизится температурная стабильность. Полоса пропускания уменьшится со стороны высоких частот и расширится в область низких. Могут измениться коэффициент усиления, входное сопротивление и другие параметры.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С БОЛЬШИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Обычные транзисторные усилительные каскады имеют сравнительно небольшое входное сопротивление (единицы килоом). Наибольшее входное сопротивление имеет каскад с общим коллектором — эмиттерный повторитель

$$R_{вх} \approx \beta R_э, \quad (1)$$

где β — коэффициент усиления транзистора по току, $R_э$ — полное сопротивление в цепи эмиттера. Если включить два эмиттерных повторителя последовательно, то

$$R_{вх} \approx \beta_1 \beta_2 R_э, \quad (2)$$

где β_1 и β_2 — коэффициенты усиления первого и второго транзисторов. Предположим, что $\beta = \beta_1 = \beta_2 = 100$ и $R_э = 1$ *ком*, тогда $R_{вх} = 100$ *ком* для одного каскада и $R_{вх} = 10$ *Мом* для двух. Приведенные цифры дают лишь тот предел, к которому можно приблизиться, если скомпенсировать шунтирующее действие цепей, создающих ток смещения базы, и шунтирующее действие сопротивления утечки коллекторного перехода первого транзистора. По переменному сигналу сопротивления включены параллельно входу. Такая компенсация легко может быть осуществлена путем использования напряжения обратной связи, введенного последовательно с шунтирующим сопротивлением. Если напряжение обратной связи

будет по величине и по фазе совпадать со входным, то разность потенциалов на сопротивлении обратится в нуль и ток по сопротивлению не потечет, т. е. будет осуществлена полная компенсация. Если же напряжение обратной связи будет отличаться от входного, то под воздействием обратной связи шунтирующее сопротивление Z увеличится и станет равным

$$Z_{эфф} = Z/(1 - K_{о.с}), \tag{3}$$

где $K_{о.с}$ — коэффициент обратной связи, равный отношению напряжения обратной связи к входному напряжению. Компенсация будет тем лучше, чем ближе $K_{о.с}$ к единице; если $K_{о.с} > 1$, станет возможным самовозбуждение усилителя за счет внесенного во входные цепи отрицательного сопротивления.

Таким способом можно уменьшить нежелательное шунтирующее действие не только активных сопротивлений, но и реактивных, например, скомпенсировать шунтирующее действие емкости коллекторного перехода первого транзистора или же скомпенсировать емкость кабеля, по которому подается сигнал на вход усилителя.

Следует особо подчеркнуть, что увеличение эффективного сопротивления с помощью компенсации сопровождается появлением нестабильности его величины. Само компенсируемое сопротивление Z может быть совершенно стабильным. Но эффективная его величина $Z_{эфф}$ зависит от коэффициента обратной связи, связанного с коэффициентом усиления усилителя, зависящим от температуры, напряжения питания и величины входного сигнала. Относительная нестабильность $Z_{эфф}$ оказывается равной

$$\frac{\Delta Z_{эфф}}{Z_{эфф}} = \frac{\Delta K_{о.с}}{K_{о.с}} \frac{K_{о.с}}{1 - K_{о.с}}. \tag{4}$$

Поскольку $K_{о.с} \approx 1$, второй множитель в правой части (4) оказывается много больше единицы и относительная величина нестабильности $Z_{эфф}$ оказывается много больше относительной нестабильности коэффициента обратной связи. Только в схемах усилителей с очень глубокой отрицательной обратной связью, коэффициент усиления которых хорошо стабилизируется, можно получить более или менее стабильное входное сопротивление, используя метод компенсации для его увеличения. Расчеты показывают, что и в этом случае относительная нестабильность входного сопротивления остается большой. Она оказывается равной нестабильности коэффициента усиления по напряжению исходного усилителя без обратной связи. Например, при изменении температуры на 50° С входное сопротивление может измениться на 30—50%.

Вредное действие нестабильности входного сопротивления проявляется, во-первых, в измерительных усилителях, где она может создать дополнительные ошибки измерений, во-вторых, при больших амплитудах входных сигналов нестабильность проявляет себя как нелинейность и может привести к искажению формы сигнала. Основной способ уменьшения этих явлений заключается в создании схемы с входным сопротивлением, намного превышающим внутреннее сопротивление источника сигнала. Если это сделать невозможно, тогда необходимо шунтировать вход усилителя постоянным сопротивлением, величина которого много меньше входного. Необходимость использования метода компенсации для увеличения входного сопротивления в этом последнем случае требует специального рассмотрения.

На рис. 1 показана схема простейшего эмиттерного повторителя с повышенным входным сопротивлением. Сравнительно низкоомный делитель в цепи базы обеспечивает достаточную температурную стабильность усилителя. Две цепи обратной связи с эмиттера через емкости C_1 и C_2 на резисторы R_1 и R_2 компенсируют их шунтирующее действие. Входное сопротивление усилителя равно 100 *ком*. Оно падает до 50 *ком* на частотах 10 *гц* и 450 *кгц*. При работе с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление 100 *ком*, среднеквадратичное напряжение шумов, приведенных ко входу, равно 30 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. При работе с источником сигнала, имеющим малое внутреннее сопротивление по сравнению с входным сопротивлением, среднеквадратичное значение

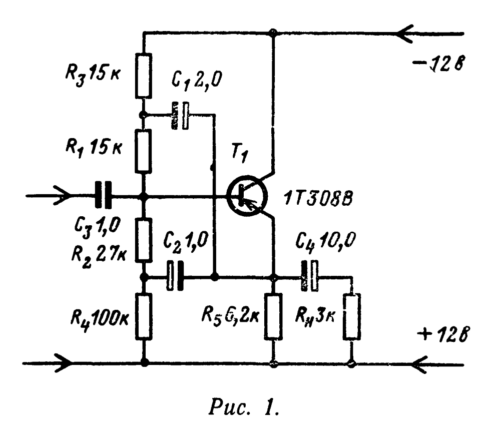


Рис. 1.

собственных шумов, приведенных ко входу, падает до 2 *мкв* в той же полосе частот.

Более совершенная схема показана на рис. 2. В ней цепь обратной связи с выхода усилителя на коллектор первого транзистора компенсирует шунтирующее действие резистора R_2, сопротивления утечки коллекторного перехода и емкость коллекторного перехода первого транзистора. Вторая цепь обратной связи, осуществляемая через емкость C_1, компенсирует шунтирующее действие резистора R_1 и одновременно увеличивает эффективное сопротивление нагрузки R_4 в цепи эмиттера первого транзистора, повышая тем самым коэффициент передачи первого транзистора.

Последовательно со входом схемы включен резистор R_3, предохраняющий от самовозбуждения на очень высоких частотах. Следует отметить, что все схемы эмиттерных повторителей и схемы усилителей с отрицательной обратной связью, поданной в цепь имиттера, склонны к самовозбуждению при подаче сигнала от источника сигнала, имеющего индуктивный характер внутреннего сопротивления. Эта индуктивность совместно с паразитными емкостями образует генератор по схеме емкостной трехточки, принципиальная схема которого по высокой частоте изображена на рис. 3. Паразитные емкости сравнительно невелики, поэтому самовозбуждение обычно наблюдается при самых высоких частотах, иногда сравнимых с предельной частотой усиления транзистора. Если используются

высокочастотные транзисторы, то замыкание входа схемы на рис. 2 проводником длиной в несколько десятков сантиметров создает достаточную индуктивность для самовозбуждения схемы без резистора R_3. Резистор R_3 вносит потери в колебательный контур и ухудшает условия самовозбуждения схемы. Его сопротивление

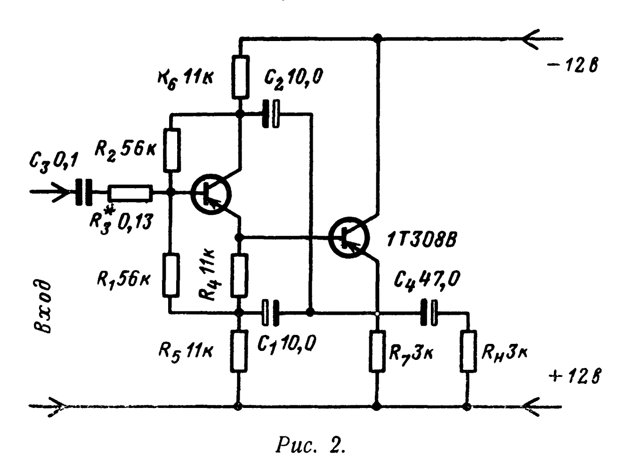


Рис. 2.

необходимо подбирать в зависимости от конкретной схемы и от характера источника сигнала. Следует, разумеется, начинать с самых малых значений R_3 и увеличивать до тех пор, пока при всех возможных параметрах внутреннего сопротивления источника сигнала не будет получена полная устойчивость работы. Обнаруживать самовозбуждение необходимо индикатором, подключенным в выходу схемы и реагирующим на частоты до нескольких десятков мегагерц. Сам индикатор не должен вносить на выход усилителя заметной емкости. При отсутствии подходящего измерительного прибора для наладки схемы можно подключить к выходу усилителя обычный диодный детектор с микроамперметром.

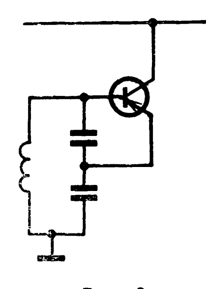


Рис. 3.

Входное сопротивление рассматриваемого усилителя равно 1,3 *Мом*. Оно падает до 650 *ком* на частотах 30 *гц* и 250 *кгц*. Величина напряжения собственных шумов, приведенных ко входу усилителя, в случае работы от источника сигнала с внутренним сопротивлением 1,3 *Мом* равна 300 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. При работе усилителя с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление меньше входного сопротивления усилителя, напряжение собственных шумов всего устройства падает. Эта закономерность характерна для всех усилителей с большим входным сопротивлением.

Сравнительно большое входное сопротивление данного усилителя позволяет согласовать его вход с колебательным контуром, являющимся источником сигнала, без каких-либо трансформирующих

устройств. Однако отмеченная ранее неустойчивость препятствует успешной работе такой схемы на частотах выше нескольких мегагерц.

К эмиттерным повторителям по своим свойствам близок двухкаскадный усилитель со 100%-ной отрицательной обратной связью (рис. 4), коэффициент усиления которого также очень близок к единице. Очень сильная отрицательная обратная связь обеспечивает хорошую температурную стабильность схемы. Входное сопротивление на низких частотах такое же, как и в предыдущей схеме, но с ростом частоты убывает более быстро, так как емкость коллекторного перехода первого транзистора не скомпенсирована.

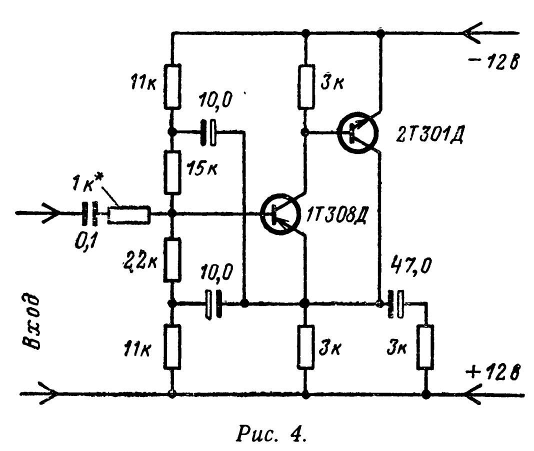


Рис. 4.

Увеличивая число каскадов в схемах подобного типа и вводя дополнительные обратные связи, можно еще больше поднять входное сопротивление, вплоть до нескольких сотен мегом. При этом значительно возрастает уровень собственных шумов. Более простые схемы с меньшим уровнем собственных шумов на низких частотах получаются при использовании полевых транзисторов. Даже простейшая схема усилителя на одном полевом транзисторе может обеспечить на низких частотах входное сопротивление в несколько мегом.

Схема, приведенная на рис. 5, аналогична схеме на рис. 2. Ее входное сопротивление равно 55 *Мом* на частоте 100 *гц*. Оно падает до 18 *Мом* на частоте 10 *кгц*. Среднеквадратичное напряжение собственных шумов при разомкнутом входе составляет 700 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. Замыкание входа ведет к уменьшению собственных шумов до нескольких микровольт.

Увеличение сопротивлений резисторов в цепи затвора с 10 *Мом* до 470 *Мом* приводит к увеличению входного сопротивления до 2 200 *Мом*. Среднеквадратичное напряжение собственных шумов при разомкнутом входе увеличивается до 900 *мкв*.

Конструируя усилитель с очень большим входным сопротивлением, нужно обращать особое внимание на шунтирование входа усилителя монтажными и паразитными емкостями, снижающими полное входное сопротивление. Так, например, емкость в 1 *пф* на

частоте 1 000 *гц* эквивалентна сопротивлению в 159 *Мом*. Особенно большой может быть емкость коаксиального кабеля, соединяющего источник сигнала с усилителем. Если шунтирующее действие емкости этого кабеля нежелательно, то емкость можно в значительной

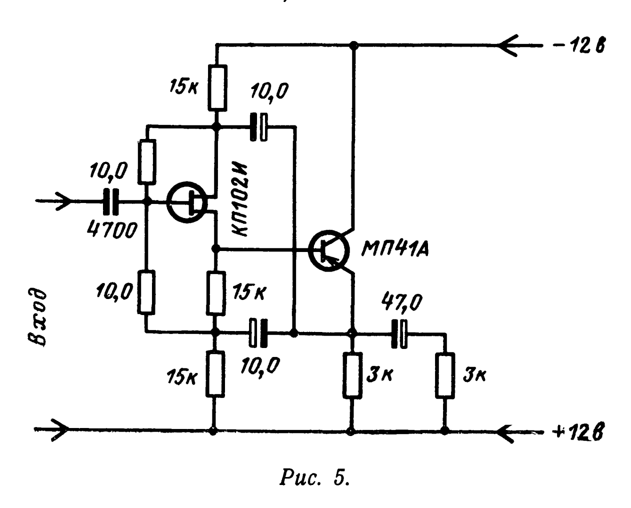


Рис. 5.

мере скомпенсировать, подав на наружный проводник сигнал с выхода усилителя. Величина этого сигнала должна быть как можно ближе к входному. Для уменьшения внешних наводок коаксиальный кабель в этом случае необходимо поместить в еще один заземленный экран. Для уменьшения паразитных монтажных емкостей полезно сам усилитель поместить в двойной экран и на внутренний экран подать сигнал с выхода усилителя. Такой способ борьбы с паразитными емкостями увеличивает емкость, шунтирующую выход усилителя, и усугубляет склонность к самовозбуждению на высоких частотах.

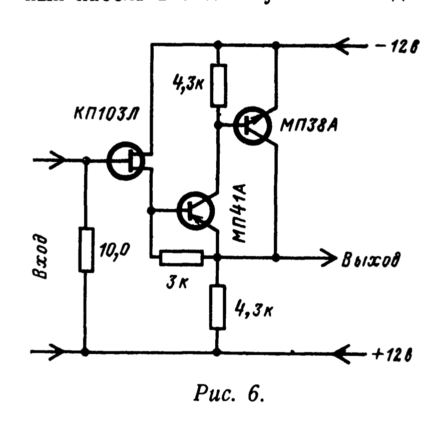


Рис. 6.

Коэффициент передачи по напряжению последней схемы равен 0,9. Основная потеря усиления происходит на полевом транзисторе, имеющем слишком малое значение крутизны характеристики. Повышая нагрузочное сопротивление истокового повторителя, коэффициент передачи по напряжению можно значительно приблизить к единице.

На рис. 6 показана схема усилителя с непосредственной связью, являющаяся комбинацией истокового повторителя и усилителя со

100%-ной отрицательной обратной связью. Истоковый повторитель нагружен на очень большое входное сопротивление второго усилителя. Коэффициент передачи по напряжению всего усилителя равен 0,98. Входное сопротивление на низких частотах практически совпадает с сопротивлением утечки, стоящим в цепи затвора полевого транзистора. Его можно менять в широких пределах, поскольку ток затвора полевого транзистора имеет величину порядка 1 *на* при комнатной температуре. В случае необходимости входное сопротивление можно увеличить на один-два порядка, применив метод компенсации в цепи затвора и стока так, как это делалось в предыдущей схеме. Таким образом, можно повысить входное сопротивление на низких частотах до 10 000 *Мом.*

Особенно удобна схема на рис. 6 для усиления медленно меняющихся сигналов, поскольку частотная характеристика ее линейна,

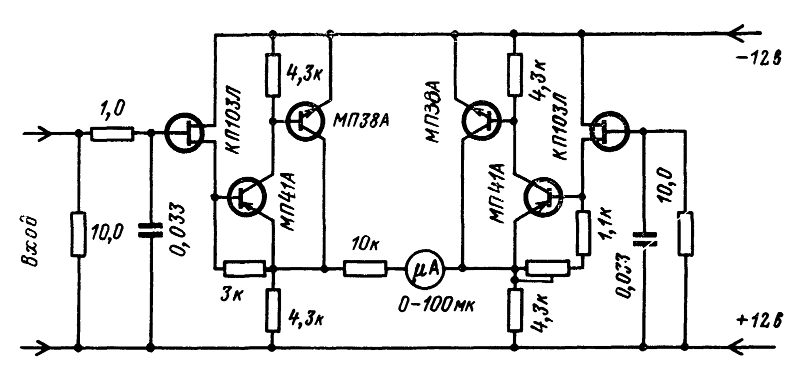


Рис. 7.

начиная с нулевой частоты. Такие сигналы очень часто регистрируются самописцем или стрелочным прибором. Для этой цели лучше всего использовать два таких усилителя, объединенных в балансную схему (рис. 7). Чувствительность схемы 10 *Мом/в* или 0,1 *мка* на всю шкалу измерительного прибора. Усилитель вносит нелинейные искажения, не превышающие 1%. Чувствительность мало зависит от напряжения питания и температуры, поскольку в схеме действует очень глубокая отрицательная обратная связь. Коэффициент передачи по напряжению отличается от единицы всего на 2%. Усилитель некритичен к типу используемых транзисторов. Главное требование — транзисторы должны обладать большим коэффициентом усиления при малых токах.

Стоящий в цепи затвора резистор предохраняет полевой транзистор от возможных перегрузок большим напряжением, случайно попавшим на вход. Конденсатор, шунтирующий затвор, не пропускает быстропеременные сигналы, на которые измерительный прибор среагировать не может из-за большой инерционности.

Вся правая половина схемы вводится в основном для обеспечения стабильности баланса при изменении температуры и напряжения питания. Стабильность баланса улучшается при подборе симметричных элементов схемы по возможности с одинаковыми

характеристиками и при создании для них одинаковых температурных условий. Без специального тщательного подбора симметричных элементов температурный дрейф, приведенный ко входу, имеет величину порядка 0,2 *мв*/° С, что мало заметно.

Уменьшая сопротивление нагрузки и увеличивая входное сопротивление, можно чувствительность усилителя значительно повысить, но при этом неизбежно увеличится дрейф нулевого отсчета.

МАЛОМОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Как уже отмечалось, оптимальное число усилительных каскадов, которое следует охватывать цепью глубокой обратной связи, равно двум. На рис. 8 представлена схема такой усилитель-

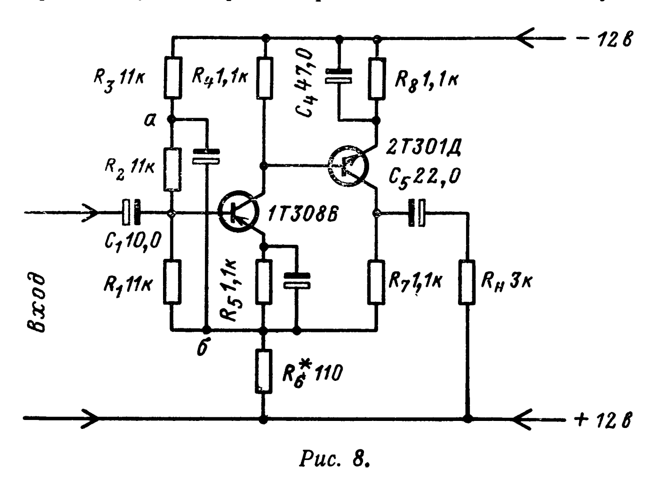


Рис. 8.

ной ячейки. Оба усилительных каскада собраны по схеме с общим эмиттером и охвачены последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Сигнал обратной связи снимается с резистора R_6, входящего в делитель R_6—R_7, и подается в цепь эмиттера первого транзистора. Коэффициент усиления по напряжению при глубокой отрицательной обратной связи оказывается равным $(R_6+R_7)/R_6$. Сигнал обратной связи, снимаемый с резистора R_6, используется также для компенсации шунтирующего действия резисторов R_1 и R_2, стоящих в цепи базы первого транзистора и уменьшающих входное сопротивление усилителя. Сигнал обратной связи в точку *б* подается непосредственно, а в точку *а* — через разделительную цепочку C_2R_3.

Без обратной связи (R_6 закорочен) усилитель имеет следующие параметры: коэффициент усиления по напряжению 2000, верхняя граничная частота 640 *кгц*, нижняя граничная частота 500 *гц*.

При включении резистора R_6 коэффициент усиления падает до 11, верхняя граничная частота полосы пропускания увеличивается до 24 *Мгц*, нижняя уменьшается до 10 *гц*. На низких частотах уси-

литель имеет входное сопротивление 160 *ком*. Оно падает до 80 *ком* на частоте 300 *кгц*.

Если уменьшить глубину отрицательной обратной связи, уменьшив сопротивление резистора R_6 до 11 *ом*, то коэффициент усиления по напряжению увеличивается до 100, верхняя граничная частота уменьшается до 9 *Мгц*, нижняя возрастает до 30 *гц*. Входное сопротивление равно 24 *ком* на низких частотах и 12 *ком* на частоте 400 *кгц*.

Рассмотренная усилительная ячейка является одной из наиболее совершенных схем данного типа. Она обладает очень хорошей температурной стабильностью и стабильностью всех своих параметров. Кроме уточнения сопротивления резистора R_6, определяющего коэффициент усиления, глубину отрицательной обратной связи и полосу пропускания, никаких подстроек и подбора элементов при налаживании не требуется.

Усилитель имеет сравнительно большое входное сопротивление. Однако это сопротивление нелинейно и не стабилизировано. В част-

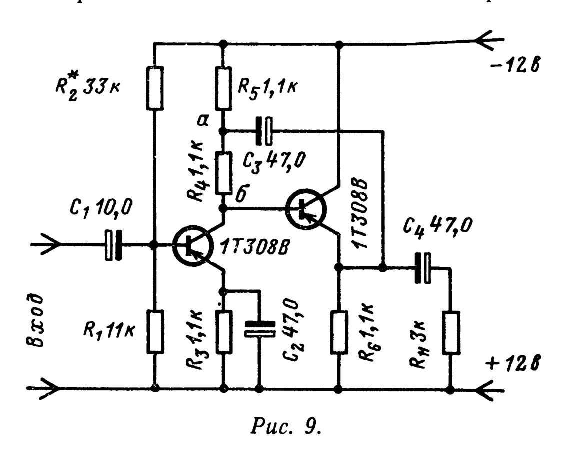


Рис. 9.

ности, оно заметно зависит от температуры и напряжения источника питания. Поэтому в системе, состоящей из источника сигнала, имеющего внутреннее сопротивление, сравнимое с входным сопротивлением усилителя, и усилителя, нет стабилизации коэффициента передачи сигнала, хотя коэффициент усиления по напряжению данного усилителя при глубокой отрицательной обратной связи стабилизируется очень хорошо. Кроме того, большие входные сигналы усиливаются с заметными искажениями. Оба нежелательных явления исчезают, если внутреннее сопротивление источника сигнала много меньше входного сопротивления усилителя. Отсутствие стабилизации и нелинейный характер входного сопротивления присущи любым схемам транзисторных усилителей с последовательной обратной связью.

На рис. 9 показана схема усилительного каскада с так называемой «динамической» нагрузкой. Первый каскад усиления собран по схеме с общим эмиттером. В точку *а* подан сигнал обратной связи с выхода эмиттерного повторителя. Эффективное сопротивление нагрузочного резистора R_4 возрастает в десятки раз, в резуль-

тате чего значительно увеличивается коэффициент усиления по напряжению первого усилительного каскада и усилителя в целом. Необходимая устойчивость усиления обеспечивается тем, что сигнал обратной связи снимается с выхода эмиттерного повторителя, коэффициент передачи напряжения которого меньше единицы, таким образом, напряжение обратной связи, подаваемое в точку *а*, всегда меньше напряжения в точке *б*.

Для данной схемы коэффициент усиления по напряжению равен 1 000. Полоса пропускания ограничена частотами 100 *гц* — 350 *кгц*. Входное сопротивление 1,2 *ком*. Таким образом, по всем показателям данная схема хуже, чем предыдущая без обратной связи, имеющая примерно такое же число деталей и ту же степень сложности. Тем не менее, применение ее как составной части более сложных усилителей в ряде случаев оказывается чрезвычайно полезным. Наиболее существенной отличительной особенностью ее является то, что она только один раз переворачивает фазу сигнала, в то время как предыдущая схема переворачивает фазу сигнала два раза.

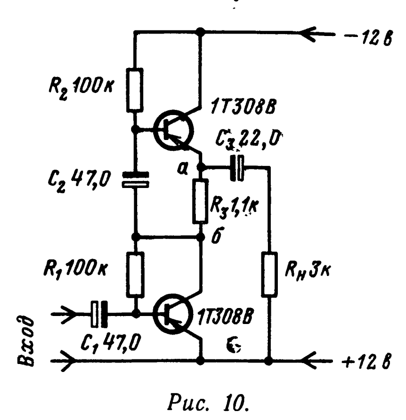


Рис. 10.

Схема усилителя с «динамической» нагрузкой и последовательным питанием, показанная на рис. 10, обладает совершенно аналогичными свойствами.

Коллекторной нагрузкой нижнего транзистора, работающего по схеме с общим эмиттером, служит резистор R_3, являющийся одновременно нагрузочным сопротивлением верхнего транзистора, включенного по схеме с общим коллектором. Благодаря тому что в точку *а* подается с эмиттерного повторителя почти то же самое напряжение, которое существует в точке *б*, эффективное сопротивление коллекторной нагрузки нижнего транзистора резко возрастает, что обеспечивает получение большого коэффициента усиления по напряжению. По этой же самой причине для эмиттерного повторителя эффективное сопротивление резистора R_3 также оказывается очень велико и практически вся переменная составляющая тока эмиттера верхнего транзистора поступает в нагрузку. Коэффициент усиления по напряжению данной схемы 1 100. Полоса пропускания охватывает диапазон частот от 70 *гц* до 350 *кгц*. Входное сопротивление, однако мало — 100 *ом* ($R_{вх} \approx R_1/K$). Это объясняется действием по переменному сигналу параллельной отрицательной обратной связи с коллектора на базу первого транзистора через резистор R_1.

Температурная стабильность усилителя обеспечивается действием отрицательных обратных связей по постоянному напряжению с коллекторов на базы обоих транзисторов через резисторы R_1 и R_2. Стабилизирующее действие этих цепей дополняется параметрической стабилизацией. Температурные изменения тока коллектора одного транзистора в значительной мере компенсируют температурные из-

менения тока другого транзистора. При равенстве характеристик обоих транзисторов и отсутствии резистора R_3 такая параметрическая стабилизация была бы полной. Для реальной схемы действие параметрической стабилизации заметно ослабевает.

Оба усилительных каскада имеют различные частотные характеристики. Полоса пропускания эмиттерного повторителя значительно шире полосы пропускания первого усилительного каскада. Фазовые искажения также определяются в основном первым усилительным каскадом. В результате фазовые искажения всего усилителя близки к фазовым искажениям одного усилительного каскада. Это позволяет две таких усилительных ячейки объединить в один усилитель, охваченный общей глубокой отрицательной обратной связью по напряжению при сохранении большого усиления (рис. 11).

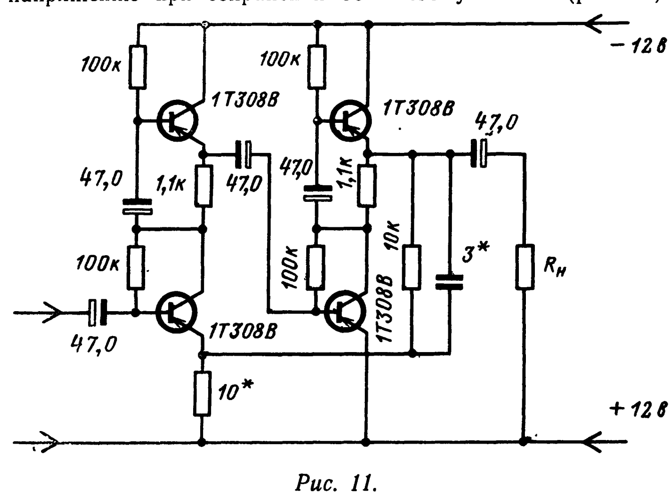


Рис. 11.

Без обратной связи коэффициент усиления по напряжению достигает 100 000. При включении обратной связи коэффициент усиления падает до 1 000. Нижняя граничная частота меньше 10 *гц*. Верхняя граничная частота полосы пропускания 1,5 *Мгц*. Форма частотной характеристики в области высоких частот существенно зависит от корректирующей емкости, включенной в цепи обратной связи. Входное сопротивление на низких частотах равно 15 *ком*; оно заметно зависит от температуры и напряжения питания. Поэтому стабилизирующее действие отрицательной обратной связи сохранится только в случае использования источника сигнала или предыдущего усилительного каскада с низким внутренним сопротивлением.

МОЩНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

От выходного каскада обычно требуют, чтобы он обеспечивал получение заданной выходной мощности в заданной полосе частот, имел высокий к. п. д., малые нелинейные искажения и низкое выходное сопротивление. Поскольку выходной каскад, как правило,

потребляет от источника питания большую часть мощности, повышение к. п. д. выходного каскада тесно связано с экономичностью по питанию и облегчением теплового режима. В транзисторных выходных каскадах широко используется режим В, теоретический предел к. п. д. которого равен 78% при усилении синусоидальных сигналов. Наиболее удобны бестрансформаторные схемы, усиливающие в широкой полосе частот и позволяющие использовать глубокую отрицательную обратную связь.

На рис. 12 показана одна из наиболее простых схем подобного типа усилителей. Симметричный выходной эмиттерный повторитель

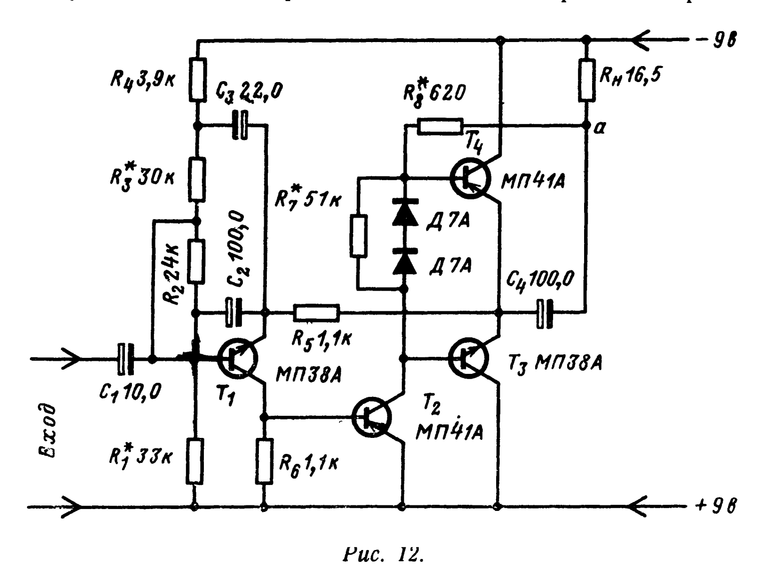


Рис. 12.

в режиме В собран на двух транзисторах T_3 и T_4 разной проводимости. Температурная стабилизация начального тока этих транзисторов осуществляется двумя диодами, включенными в прямом направлении между базами транзисторов. Как известно, температурный коэффициент напряжения диода, включенного в прямом направлении, примерно равен температурному коэффициенту напряжения между эмиттером и базой транзистора. Так как необходимо стабилизировать начальные токи двух транзисторов, то приходится использовать два диода. При протекании тока покоя транзистора T_2 по этим диодам на них возникает падение напряжения, создающее необходимое напряжение смещения. Величина этого напряжения зависит также от сопротивления резистора R_7, шунтирующего диоды. Резистор R_7 необходимо подобрать так, чтобы усиление слабых сигналов не сопровождалось искажением их формы и в то же время ток покоя был бы по возможности меньшим. Достаточен ток покоя транзисторов T_3 и T_4 1—2 *ма*.

Выходные транзисторы T_3 и T_4, включенные по схеме эмиттерного повторителя, не дают усиления по напряжению, поэтому для

получения максимально возможной выходной мощности и большого к. п. д. предыдущий усилительный каскад должен создать на базах выходных транзисторов переменное напряжение с амплитудой, близкой к половине напряжения питания. Местная обратная связь с выхода в точку *a* значительно расширяет динамический диапазон работы предыдущего усилительного каскада, так как она увеличивает напряжение питания этого каскада в самый тяжелый момент, когда транзистор T_2 почти заперт, а через транзистор T_4 течет максимальный ток эмиттера и максимальный ток базы. Одновременно потенциал базы T_4 приближается к потенциалу его коллектора. Добавление выходного напряжения к напряжению питания цепью обратной связи полностью компенсирует падение напряжения на резисторе R_8 за счет протекания по нему тока базы, если выполняется условие $R_8 \leqslant R_н B_4$, где $R_н$ — сопротивление нагрузки, B_4 — коэффициент усиления по постоянному току транзистора T_4. Данная цепь обратной связи значительно увеличивает коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада, собранного на транзисторе T_2, образующем вариант усилителя с «динамической» нагрузкой, более подробно рассмотренной ранее (см. схему на рис. 9).

Для уменьшения коэффициента нелинейных искажений желательно, чтобы транзисторы T_3 и T_4, работающие в двухтактном режиме В, имели по возможности одинаковые коэффициенты усиления. Нелинейные искажения уменьшаются и при уменьшении сопротивления резистора R_8, но при этом увеличивается потребляемый транзистором T_2 ток и падает коэффициент усиления.

Весь усилитель охвачен цепью глубокой отрицательной обратной связи. Напряжение обратной связи снимается с делителя, образованного резисторами R_5 и R_1, и подается в цепь эмиттера транзистора T_1. Если глубина этой обратной связи велика, то коэффициент усиления по напряжению оказывается равным $(R_1+R_5)/R_1$. Изменяя сопротивление резистора R_1, можно менять глубину отрицательной обратной связи в широких пределах.

С целью увеличения входного сопротивления усилителя производится компенсация проводимости резисторов R_2 и R_3 с помощью сигналов, снимаемых с эмиттера транзистора T_1 и подаваемых через разделительные конденсаторы C_2 и C_3.

Постоянная составляющая тока транзистора T_1 используется для стабилизации положения рабочей точки выходных транзисторов по напряжению. Для этого потенциал базы транзистора T_1 фиксируется на необходимом уровне делителем напряжения, составленном из резисторов R_1 — R_4. Потенциал эмиттера этого транзистора примерно равен среднему потенциалу эмиттеров выходных транзисторов, поскольку падение напряжения на резисторе R_5 при протекании по нему постоянной составляющей тока транзистора T_1 невелико. Рабочую точку по постоянному напряжению можно подобрать, изменяя сопротивление резистора R_2 или R_3. Усиление максимально возможных сигналов должно сопровождаться одинаковым ограничением отрицательной и положительной полуволн выходного напряжения. Это наиболее точный способ, осуществляемый с помощью осциллографа. Менее точно положение рабочей точки можно установить с помощью вольтметра, подобрав так сопротивление резистора R_2 или R_3, чтобы падение напряжения на транзисторе T_3 или T_4 было равно половине напряжения питания.

Усилитель при напряжении питания 9 *в* на нагрузке 16,5 *ом* развивает мощность 0,38 *вт*. Соответствующее входное напряжение равно 90 *мв*. Максимальный ток, потребляемый от источника питания, равен 75 *ма*. Коэффициент нелинейных искажений 3,5% на частоте 1 000 *гц* при выходной мощности 0,3 *вт*. Ток покоя составляет 12 *ма*. Входное сопротивление 25 *ком*. Полоса пропускания охватывает диапазон частот от 75 *гц* до 100 *кгц*. Со стороны низких частот полоса пропускания зависит от используемых разделительных емкостей, а со стороны высоких — от частотных свойств самих транзисторов.

Рассмотренная схема при использовании более мощных транзисторов и соответствующих изменений величин некоторых резисторов и конденсаторов может отдать значительно большую мощность. Однако зачастую трудно подобрать пару мощных транзисторов разной

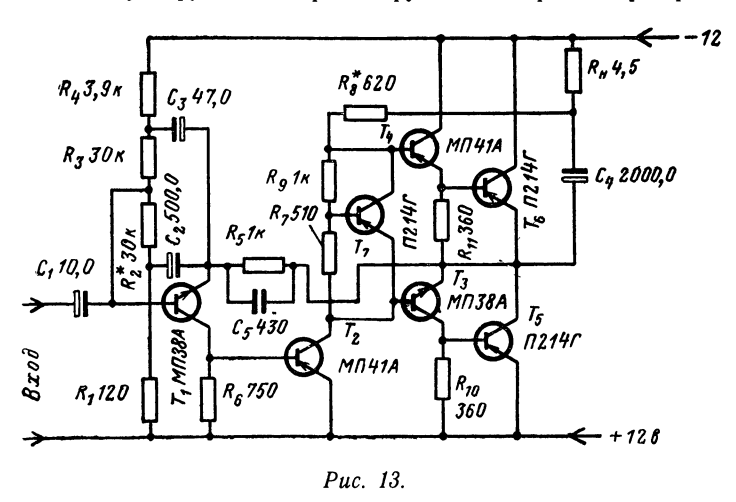


Рис. 13.

проводимости с примерно равными параметрами. В этом случае можно рекомендовать несимметричную схему (рис. 13) с двумя одинаковыми мощными транзисторами на выходе. Эта схема работает совершенно аналогично предыдущей. Часть схемы на транзисторах T_1 и T_2 аналогична схеме на рис. 12 Вместо диодной используется транзисторная схема температурной стабилизации, собранная на транзисторе T_7 и резисторах R_8 и R_9, обеспечивающая более широкий температурный диапазон работы. Вместо транзистора T_4 предыдущей схемы используется последовательное включение двух эмиттерных повторителей T_4 и T_6. Вместо эмиттерного повторителя на транзисторе T_3 предыдущей схемы используется двухкаскадный усилитель T_3 и T_5 со 100%-ной отрицательной обратной связью, так же как и эмиттерный повторитель, имеющий коэффициент передачи по напряжению, практически равный единице.

Исследование влияния температуры на работу усилителя показывает, что для нормальной работы усилителя в широком температурном диапазоне необходимо, чтобы напряжение смещения, приложенное между базами транзисторов T_3 и T_4, менялось со скоростью

примерно 6 *мв*/°С при среднем напряжении 300 *мв*. Реализовать такой режим на диодах можно только при использовании трех очень мощных диодов, что не всегда удобно. Схема температурной стабилизации (рис. 13) автоматически обеспечивает необходимую температурную зависимость напряжения смещения, поскольку в ее основу положен усилитель с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению с коэффициентом усиления, равным 3, а усиливаемым напряжением является напряжение между базой и эмиттером, меняющее со скоростью 2 *мв*/° С. Наилучшие результаты будут получены, если стабилизирующий транзистор будет иметь тепловой контакт с одним из выходных транзисторов. Их, например, можно закрепить рядом на общем радиаторе. В последнем случае использование в качестве стабилизирующего мощного транзистора очень удобно. Кстати сказать, из маломощных транзисторов только некоторые импульсные, например типа П25Б, более или менее подходят для целей температурной стабилизации.

В данной схеме цепью общей отрицательной обратной связи охвачено большее число каскадов, поэтому она менее устойчива. Она склонна к самовозбуждению на высоких частотах. Для борьбы с самовозбуждением используется корректирующий конденсатор C_5. Самовозбуждение усилителя на очень низких частотах наблюдается при большом внутреннем сопротивлении источника питания.

Процесс налаживания данного усилителя точно такой же, как и предыдущего. Однако надо иметь в виду, что самовозбуждение усилителя на высоких частотах обычно сопровождается резким возрастанием потребляемого тока; к. п. д. на этих частотах очень низок, поэтому происходят быстрый перегрев и выход из строя одного или нескольких транзисторов. Процесс этот может совершиться настолько быстро, что причина выхода из строя транзисторов может остаться неясной. Во избежание этого, прежде чем подавать первый раз на усилитель питающее напряжение, полезно предпринять ряд мер безопасности. Полезно временно включить в цепь коллектора транзистора T_5 резистор с сопротивлением 1—2 *ком* с целью ограничения максимального тока выходных транзисторов. После устранения возбуждения этот резистор необходимо убрать, так как он уменьшает выходную мощность и к. п. д. В процессе налаживания необходимо непрерывно контролизовать потребляемый ток. Полезно использовать источник питания с защитой от перегрузок, так как выход из строя транзисторов T_5 и T_6 ведет к короткому замыканию источника питания.

Ряд приближенных формул может помочь правильно согласовать данный или предыдущий усилитель с нагрузкой и источником питания.

Максимальная выходная мощность $P_{\text{вых.макс}}$ зависит только от напряжения источника питания $U_{\text{п}}$ и от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Для германиевых сплавных транзисторов

$$P_{\text{вых.макс}} = \frac{(U_{\text{п}} - 1{,}8)^2}{8R_{\text{н}}}. \qquad (5)$$

Максимальный потребляемый от источника питания ток $I_{\text{макс}}$ зависит от тех же параметров

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{п}} - 1{,}8}{6{,}28R_{\text{н}}}. \qquad (6)$$

Величина рассеиваемой на коллекторе одного выходного транзистора мощности не превышает значения

$$P_{к.макс} = U_п^2/10R_н. \quad (7)$$

Максимальный к. п. д. равен:

$$\eta = 78(1 - 1,8/U_п)\ \%. \quad (8)$$

Все приведенные формулы справедливы только для сигналов синусоидальной формы.

Усилитель, собранный по схеме на рис. 13, при напряжении питания 12 *в* и входном сигнале 500 *мв* развивает максимальную выходную мощность 2,9 *вт* на нагрузке 4,5 *ом*. От источника питания потребляется не более 0,36 *а*. Ток покоя равен 15 *ма*. Максимальный к. п. д. равен 67%. Входное сопротивление усилителя на частоте 1 000 *гц* равно 240 *ком*. Для получения малых нелинейных искажений необходимо иметь источник сигнала с внутренним сопротивлением, значительно меньшим этой величины. При внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном 1 *ком*, и мощности на выходе 2,6 *вт* коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 *кгц* составил 0,22%, при увеличении сопротивления источника сигнала до 240 *ком* коэффициент нелинейных искажений возрос до 2,5%.

Усилитель имеет полосу пропускания от 20 *гц* до 40 *кгц*. Коэффициент нелинейных искажений увеличивается по мере ухода от центральной частоты и приближения к границам полосы пропускания. Здесь еще раз будет полезно обратить внимание на то, что отрицательная обратная связь наиболее эффективно действует в полосе частот пропускания исходного усилителя без обратной связи. При включении же отрицательной обратной связи происходит сильное расширение полосы пропускания. Таким образом, если нужно получить высококачественный усилитель звуковых частот от 16 *гц* до 16 *кгц*, то исходный усилитель должен пропускать именно эту полосу частот, а после введения отрицательной обратной связи нижняя граничная частота полосы пропускания может уменьшиться до 1 *гц*, верхняя возрасти до 200 *кгц*. В случае необходимости полосу пропускания можно сузить до заданного значения, однако эту операцию необходимо произвести до подачи сигнала на мощный усилитель. Лучше всего ограничить полосу пропускания в предварительном усилителе или использовать между источником сигнала и мощным выходным усилителем пассивные фильтры.

Приведенные соображения объясняют, почему высококачественный выходной усилитель низкой частоты должен иметь полосу пропускания, значительно превышающую звуковой диапазон частот.

Указанные в схеме на рис. 13 транзисторы не могут обеспечить большого значения верхней граничной частоты, но если их заменить на более высокочастотные 1Т308В, 2Т301Д и П605А, то верхняя граничная частота увеличится до 350 *кгц*. Возможно использование в данной схеме и других высокочастотных транзисторов. Уменьшить нижнюю граничную частоту усиления можно только путем соответствующего увеличения разделительных емкостей схемы.

УСИЛИТЕЛЬ С ДЕТЕКТОРНЫМ ВЫХОДОМ

Процесс усиления часто завершается детектированием с последующей регистрацией выпрямленного тока стрелочным прибором, самописцем и т. п. Усилитель переменного тока может быть

сделан достаточно линейным. Однако детектирование малых уровней поданного на детектор сигнала (менее 1 *в*) сопровождается сильными нелинейными искажениями. Коэффициент передачи детектора при малых уровнях сигнала заметно зависит от характеристик диодов и, следовательно, от температуры. Все это ухудшает параметры устройства, состоящего из усилителя, детектора и измерительного прибора.

Уменьшить нелинейные искажения можно либо увеличивая подаваемый на детектор сигнал, что не всегда возможно, либо используя цепи нелинейной коррекции, либо используя глубокую отрицательную обратную связь по току, потребляемому детектором. Последний способ дает наилучшие результаты.

Для успешной линеаризации с помощью отрицательной обратной связи схема детектирования должна потреблять ток, пропорциональ-

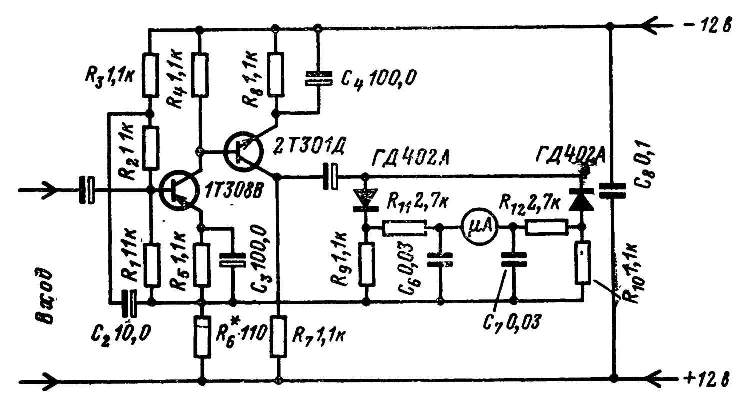


Рис. 14.

ный выходному сигналу, т. е. необходимо использовать детектор среднего значения, а не пиковый. На рис. 14 изображена схема, в которой воплощены эти идеи. В основу ее положена схема усилителя на рис. 8. Усилитель обладает хорошей широкополосностью и достаточно большим запасом коэффициента усиления. Весь ток, потребляемый детекторной схемой, проходит через резистор R_6, и возникающее на нем падение напряжения является сигналом отрицательной обратной связи. Получается усилитель с глубокой последовательной отрицательной обратной связью по току. В таком усилителе обратная связь стабилизирует отношение выходного тока к входному напряжению. Линеаризующее действие обратной связи очень велико. Экспериментально не было обнаружено существенных отклонений от линейной зависимости между входным напряжением и током через измерительный прибор в пределах изменений тока от 5 до 100 *мка* и в диапазоне частот от 20 *гц* до 1 *Мгц*. Выходной ток 100 *мка* получается при подаче на вход напряжения 100 *мв*. Для сравнения укажем, что с выключенной обратной связью (резистор R_6 замкнут) при выходном токе 30 *мка* отклонение от линейности составляет 25%, а при токе 10 *мка* уже 100%.

Глубина обратной связи и чувствительность усилителя в случае необходимости могут быть изменены в широких пределах подбором сопротивления резистора R_6.

Кроме показанной на рис. 14 детекторной схемы, возможно также применение обычной мостовой выпрямительной схемы. Однако в мостовой схеме одновременно работают по два диода, включаясь по переменному сигналу последовательно. Поэтому нелинейные искажения получаются больше. Кроме того, на высоких частотах паразитные монтажные емкости, вносимые цепями, связанными с прибором, сильнее влияют на частотную характеристику, чем в данной схеме, где их действие исключено развязывающими конденсаторами C_6 и C_7.

РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

Для стабилизации коэффициента усиления резонансного усилителя используется последовательная отрицательная обратная связь по току. Весь коллекторный ток второго транзистора проходит через резистор в цепи эмиттера первого транзистора (рис. 15). Такая

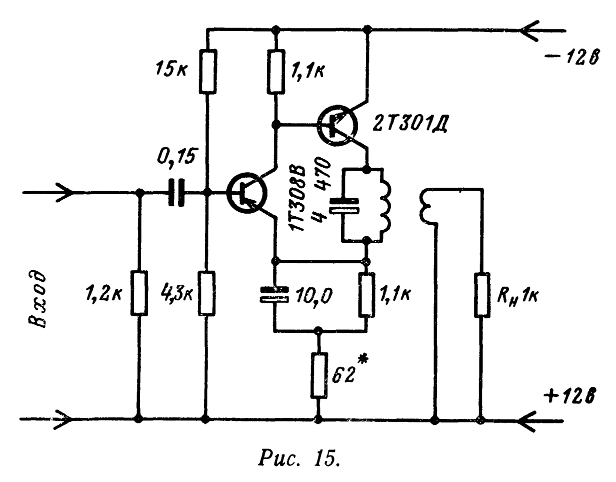


Рис. 15.

отрицательная обратная связь стабилизирует отношение выходного тока к входному напряжению. Поскольку коллекторный ток второго транзистора целиком проходит через колебательный контур, развивающееся на нем напряжение будет частотно-зависимым. Частотно-зависимым будет и напряжение на нагрузочном сопротивлении, которое обязательно должно подключаться к контуру с помощью трансформаторной связи во избежание прохождения части тока коллектора второго транзистора помимо цепи обратной связи. Отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилительного каскада, в результате чего при включении

отрицательной обратной связи в данной схеме контур меньше шунтируется и его добротность несколько увеличивается, а полоса пропускания сужается.

Последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление, но не стабилизирует его. Если внутреннее сопротивление источника сигнала велико, необходимо для стабилизации общего коэффициента передачи шунтировать вход усилителя таким сопротивлением, чтобы нестабильность входного сопротивления самого усилителя сказывалась мало.

На частоте 465 *кгц* был получен коэффициент усиления по напряжению, равный 24. Изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет коэффициент усиления на 2%. Для сравнения укажем, что без обратной связи этот же усилитель изменял коэффициент усиления на 35% при том же изменении напряжения питания.

Температурная нестабильность усиления связана главным образом с зависимостью добротности колебательного контура от температуры. Собственные потери энергии в контуре складываются из потерь на омическом сопротивлении катушки индуктивности, потерь энергии в сердечнике и конденсаторе. Все виды этих потерь могут зависеть от температуры, но наиболее сильно изменяется сопротивление катушки. Температурный коэффициент сопротивления катушки достигает 0,43%/° С. Потери энергии, вносимые в контур со стороны нагрузки, могут от температуры не зависеть. Поэтому необходимо стремиться к тому, чтобы большая часть потерь была связана с нагрузкой, а собственные потери энергии в контуре были бы относительно невелики. К сожалению, такое соотношение не всегда можно выдержать, поскольку добротность колебательного контура однозначно определяется из заданной полосы пропускания, а собственную добротность сделать очень большой затруднительно. В случае крайней необходимости температурную зависимость усиления можно заметно уменьшить, применив параметрическую температурную стабилизацию с помощью полупроводникового термистора, подключенного к контуру. Поскольку температурный коэффициент сопротивления термистора по величине примерно раз в 10 больше температурного коэффициента меди, то термистор уменьшит добротность колебательного контура всего примерно на 10%. Величина термистора не так важна, поскольку степень связи его с колебательным контуром можно менять в широких пределах. Удобнее всего термистор присоединить к специальной катушке связи, число витков которой можно было бы в процессе настройки менять. Способ температурной параметрической стабилизации термистором особенно удобен тем, что он дает возможность уменьшить температурные воздействия на усиление всего комплекса причин.

УЗКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С МОСТОМ ВИНА В ЦЕПИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Во всех рассмотренных схемах усилителей цепи обратной связи были частотно-независимыми. Использование частотно-зависимых обратных связей позволяет получить ряд схем с интересными свойствами. Рассмотрим узкополосный усилитель с

мостом Вина в цепи параллельной отрицательной обратной связи (рис. 16). Его наиболее целесообразно применять на низких частотах, где затруднительно получить малогабаритный колебательный контур с большим значением добротности. Часто усилитель с мостом Вина лежит в основе низкочастотных генераторов с плавной перестройкой частоты. Аналогичные свойства и область применения имеет усилитель с двойным Т-мостом.

В основу рассматриваемого усилителя положен двухкаскадный усилитель с большим коэффициентом усиления (см. схему на рис. 9). (Первый каскад выполнен на транзисторе МП41А). Два плеча моста Вина образованы резисторами R_1 и $R_2 + R_3$. Общая точка

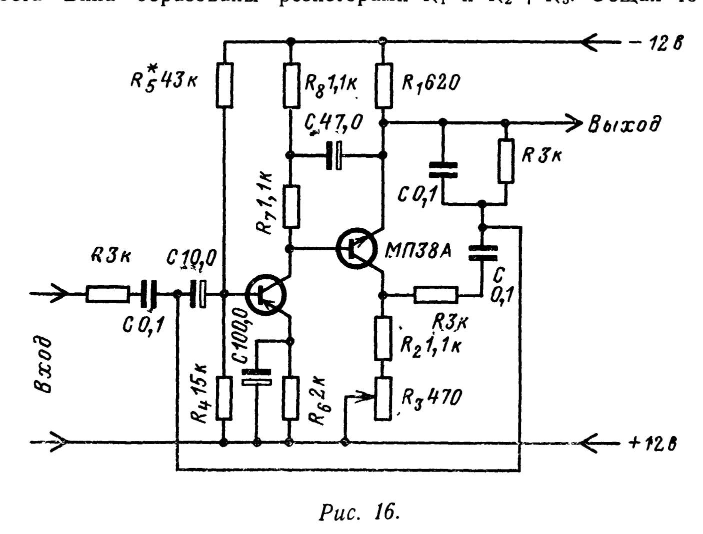


Рис. 16.

этих плеч по переменному току замыкается источником питания. Два других плеча образованы RC-цепочками с частотно-зависимыми сопротивлениями. В одну диагональ моста включен выходной транзистор усилителя, к другой диагонали подключен вход усилителя.

Входной сигнал подается через корректирующую RC-цепочку, величины R и C которой те же самые, что и в мосте Вина. Корректирующая цепочка делает коэффициент усиления независимым от частоты настройки моста и корректирует фазу выходного сигнала так, что в момент максимального усиления фаза выходного сигнала находится точно в противофазе к входному.

Так как входное сопротивление усилителя подключено к диагонали моста, то оно не влияет на частоту баланса.

На частоте баланса моста на вход усилителя не подается никакого сигнала обратной связи и усилитель сохраняет свое большое усиление. При отходе от частоты баланса на вход усилителя поступает сигнал отрицательной обратной связи и усиление резко падает. Балансировка моста по амплитуде производится резистором R_3. Теория показывает, что такой усилитель обладает всеми свойствами

резонансного усилителя с одиночным колебательным контуром, добротность которого

$$Q = \frac{K_0 + 1}{4 + R/R_{вх}}, \quad (9)$$

а резонансная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (10)$$

На частоте резонанса коэффициент усиления по напряжению максимален и равен:

$$K_{u\,макс} = \frac{K_0}{4 + R/R_{вх}} \approx Q. \quad (11)$$

В этих формулах K_0 — коэффициент усиления по напряжению исходного усилителя (усилителя без цепи обратной связи); R — сопротивление резистора в частотно-зависимом плече моста Вина; C — емкость конденсатора в частотно-зависимом плече моста Вина; $R_{вх}$ — входное сопротивление исходного усилителя.

Для усилителя на рис. 16 экспериментально получено $Q = 100$ при резонансной частоте 420 *гц*. Следует отметить, что добротность и усиление, рассчитываемые по формулам (9) и (11), соответствуют балансу моста на резонансной частоте. Резистором R_3 можно несколько разбалансировать мост и получить как большие, так и меньшие значения добротности и усиления, причем очень удобное с практической точки зрения соотношение $Q \approx K_{u\,макс}$ в любом случае выполняется. Этим путем не желательно получать добротность большую, чем это следует из формулы (9), так как возрастание добротности и усиления в этом случае получается за счет положительной обратной связи, возникающей при соответствующем разбалансе моста и ухудшающей стабильность коэффициента усиления. Наоборот, меньшие значения добротности получаются за счет такого амплитудного разбаланса моста Вина, при котором и на частоте резонанса сохраняется некоторая отрицательная обратная связь, ухудшающая стабильность усиления.

Таким образом, рассматриваемая схема позволяет путем изменения сопротивления резистора R_3 получать любые значения добротности, меньшие 100.

Сопротивления резисторов R, состоящих в частотно-зависимых цепях, для данной схемы близки к оптимальным и их нельзя изменять в широких пределах без опасности уменьшения добротности.

Для изменения частоты резонанса лучше всего соответствующим образом изменить емкость конденсаторов C в частотно-зависимых цепях. Плавное изменение частоты настройки в некоторых узких пределах можно осуществить, если сделать переменными и совместить на одной оси резисторы R.

Применение строенного блока переменных конденсаторов для плавной перестройки частоты в широких пределах возможно при усложнении схемы добавлением усилительного каскада с большим входным сопротивлением (рис. 17). Эта схема позволяет осуществить плавную перестройку частоты от 10 до 100 *гц*. При других сопротивлениях резисторов в частотно-зависимых цепях получаются

соответственно другие диапазоны перестройки. Постоянство коэффициента усиления и добротности по диапазону перестройки частоты зависит от точности подбора емкостей подстроечных конденсаторов,

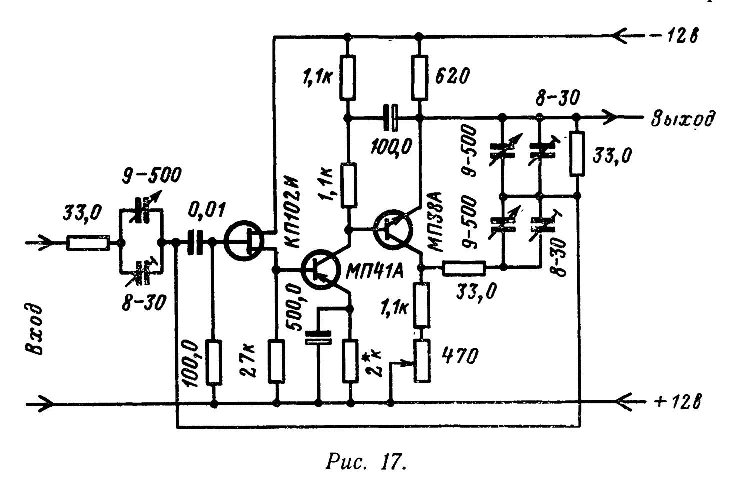


Рис. 17.

выравнивающих паразитные монтажные емкости, а также от тщательного выравнивания емкостей секций блока переменных конденсаторов.

ГЕНЕРАТОР С МОСТОМ ВИНА

Генератор гармонических колебаний (рис. 18) построен на базе рассмотренного узкополосного усилителя с мостом Вина. Для этого схема усилителя дополнена цепью нелинейной амплитудно-зависимой положительной обратной связи. С выхода усилителя сигнал подается на фазоинверторный каскад. В коллекторной цепи его стоит делитель напряжения, с которого снимается сигнал положительной обратной связи, обеспечивающий самовозбуждение усилителя. В отличие от узкополосных усилителей с колебательным контуром усилитель с мостом Вина дает неискаженную форму сигнала на выходе только в том случае, если все его усилительные элементы работают в линейном режиме. С целью ограничения амплитуды колебаний на уровне, не допускающем перегрузки усилителя, вводится вторая нелинейная цепь отрицательной обратной связи, основным элементом которой является варистор из двух диодов. При малых амплитудах диоды заперты и существующая положительная обратная связь надежно возбуждает схему. Как только амплитуда колебаний на эмиттере четвертого транзистора достигнет напряжения отпирания диодов, через них начнет протекать ток, который попадает в цепь обратной связи и уменьшает величину положительной обратной связи. Отпирание диодов происходит весьма резко, поэтому варистор осуществляет весьма эффективную стабилизацию амплитуды колебаний.

В рассматриваемой схеме изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет выходное напряжение от 400 до 480 *мв*. Температурный коэффициент выходного напряжения примерно равен минус 0,5%/° С и определяется температурным коэффициентом напряже-

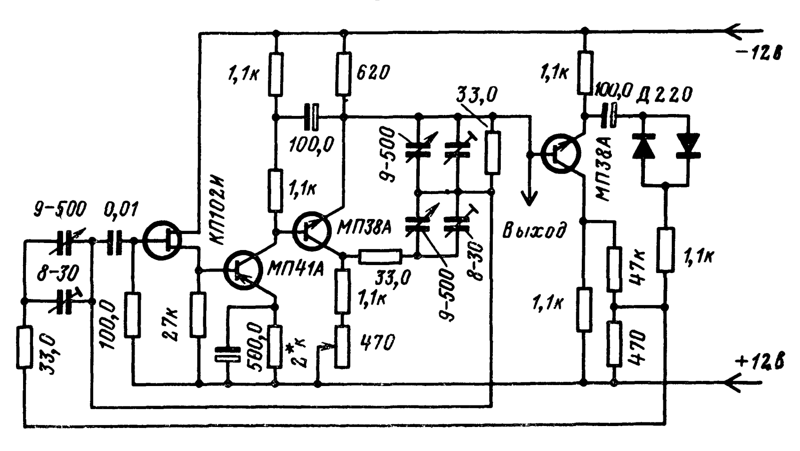


Рис. 18.

ния диодов варистора. В зависимости от сопротивлений резисторов в частотно-зависимых цепях схема может генерировать частоты от единиц герц до нескольких сотен килогерц.

Форма генерируемого напряжения, стабильность частоты и амплитуды зависят от величины положительной обратной связи. В данной схеме она регулируется переменным резистором. Хорошие результаты получаются, когда форма напряжения на входе узкополосного усилителя имеет вид, показанный на рис. 19.

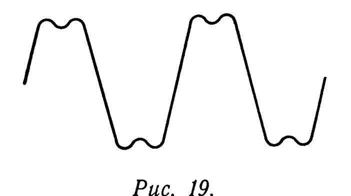


Рис. 19.

Хотя на входе усилителя форма напряжения сильно отличается от синусоидальной, однако узкополосный усилитель эффективно подавляет все высшие гармоники и результирующий коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения оказывается равным 0,8%. Лучшую форму генерируемого напряжения можно получить, если вместо данной схемы стабилизации режима работы применить схему с термистором. Однако термисторная схема обладает по сравнению с данной заметно большей зависимостью выходного напряжения от температуры.

УМНОЖИТЕЛЬ ДОБРОТНОСТИ

Используя частотно-зависимую цепь отрицательной обратной связи в усилителе с мостом Вина удается получить эквивалентную добротность порядка 100, хотя частотно-зависимая цепь

Вина имеет добротность, равную 1/3. Таким образом, частотно-зависимая цепь отрицательной обратной связи может увеличивать добротность в несколько сот раз. Такого же эффекта увеличения добротности можно добиться в усилителях с частотно-зависимой отрицательной обратной связью, полученной с помощью различных мостовых схем, построенных на базе колебательных контуров. Однако, поскольку колебательные контуры могут иметь собственную добротность, исчисляемую обычно несколькими десятками, результирующая добротность в усилителе с частотно-зависимой отрицательной обратной связью может быть порядка нескольких тысяч и приближаться к добротности кварцевого фильтра. При сравнении с усилителем, имеющим кварцевый фильтр, обнаруживается, что рассматриваемые схемы допускают плавную перестройку частоты, но сама частота настройки не является столь стабильной, как в усилителе с кварцевым фильтром.

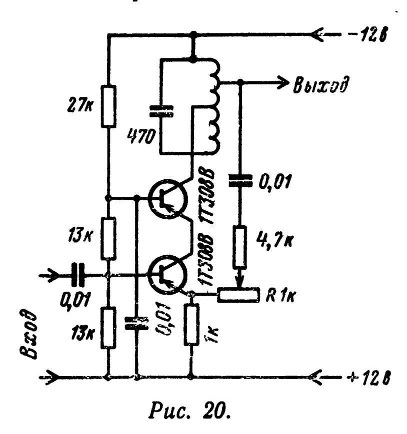


Рис. 20.

Схема усилителя подобного типа изображена на рис. 20. Усилитель построен по обычной каскодной схеме типа общий эмиттер — общая база. Этот выбор обусловлен большим выходным сопротивлением каскодного усилителя, в результате чего колебательный контур слабо шунтируется и сохраняет высокую добротность. Второй немаловажный фактор связан с большим коэффициентом усиления, позволяющим меньше шунтировать контур цепью обратной связи.

Резкое сужение полосы пропускания, которое эквивалентно возрастанию добротности колебательного контура, обусловлено подачей в цепь эмиттера нижнего транзистора сигналов положительной и отрицательной обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току частотно-независима и возникает при прохождении тока через сопротивления в цепи эмиттера. А так как ток коллектора второго транзистора и ток эмиттера первого в данной схеме отличаются очень мало, то сигнал отрицательной обратной связи оказывается пропорционален току через колебательный контур.

Сигнал положительной обратной связи пропорционален выходному напряжению и частотно-зависим. Совместное действие этих двух цепей обратной связи обладает свойствами частотно-зависимой мостовой схемы. Диагональ моста подключена к эмиттеру транзистора T_2. Стабильность усиления не ниже, чем у исходного усилителя с отключенными цепями обратной связи, будет наблюдаться во всех тех случаях, когда совместное действие этих двух цепей не приведет ни на каких частотах к появлению результирующей положительной обратной связи.

Рассмотрим случай оптимальной обратной связи, когда на резонансной частоте колебательного контура положительная и отри-

цательная обратные связи взаимно компенсируются (мост сбалансирован).

Практически оптимальную обратную связь можно установить следующим образом. Сначала эмиттер транзитора T_2 шунтируется конденсатором большой емкости. При этом обе цепи обратной связи оказываются отключенными. На вход усилителя подается сигнал и измеряется величина выходного сигнала на резонансной частоте.

Затем шунтирующий конденсатор отключается и переменным резистором R, регулирующим величину положительной обратной связи, устанавливают то же значение выходного напряжения. При этом необходимо произвести некоторую подстройку частоты до получения максимального усиления, так как полоса пропускания резко сужается и малейшая расстройка частоты становится очень заметной.

Итак, при оптимальной обратной связи на частоте резонанса положительная и отрицательная обратные связи взаимно компенсируются и усилитель имеет тот же коэффициент усиления, что и без обеих цепей связи. При отходе от резонансной частоты величина положительной обратной связи быстро падает, а отрицательная обратная связь полностью сохраняется. Результирующая обратная связь оказывается отрицательной. Усиление падает сильнее, чем без обратных связей. В результате получается сужение полосы пропускания, что эквивалентно возрастанию добротности колебательного контура. В первом приближении при оптимальной обратной связи добротность можно подсчитать по формуле

$$Q = Q_0 \frac{n_\text{к}}{n_0}, \qquad (12)$$

где Q_0 — добротность колебательного контура с учетом шунтирующего действия нагрузки и выходного сопротивления усилителя; $n_\text{к}$ — коэффициент включения контура в усилитель; n_0 — коэффициент включения контура в цепь обратной связи. Первый коэффициент равен отношению напряжения на коллекторе транзистора T_1 к напряжению на всем контуре. Второй — отношению напряжения на входе цепи положительной обратной связи к напряжению на всем контуре.

Оптимальная величина обратной связи получается, если сопротивление в цепи положительной обратной связи, т. е. между отводом от контура и эмиттером транзистора T_2, равно:

$$R_0 = Q_0 \frac{n_\text{к} n_0}{2\pi f_0 C}, \qquad (13)$$

где f_0 — резонансная частота; C — емкость колебательного контура. Оба соотношения (12) и (13) справедливы, при $R_0 \gg r_\text{э}$, $r_\text{э}$ — сопротивление эмиттера транзистора T_2.

С точки зрения получения более высокой добротности было бы желательно колебательный контур подключать к усилителю полностью. Тогда $n_\text{к}=1$. Однако в этом случае увеличивается нестабильность резонансной частоты из-за непостоянства емкости коллекторного перехода второго транзистора. Использование частичного включения контура заметно улучшает стабильность резонансной частоты. Так если $n_\text{к}=0{,}5$, то нестабильность резонансной частоты из-за влияния коллекторной емкости снижается в 4 раза.

Анализ формул (12) и (13) показывает, что можно увеличить добротность в пределах от единицы до нескольких десятков, а пол-

ное значение добротности может быть от нескольких десятков до нескольких тысяч.

Формулы (12) и (13) дают значение добротности при оптимальной обратной связи. Изменяя сопротивление цепи положительной обратной связи, можно получить и большие и меньшие значения добротности. Получение таким образом больших добротностей нежелательно, так как при этом ухудшается стабильность усиления.

В процессе наладки усилителя могут встретиться трудности с измерением очень больших значений добротности. Измерять добротность по полосе пропускания становится затруднительным, так как не хватает точности измерения частоты по шкале генератора. Лучшие определять добротность по времени затухания собственных колебаний, возбуждаемых прямоугольным низкочастотным напряжением, подаваемым на вход усилителя. Каз известно, время τ, в течение которого амплитуда собственных колебаний упадет в 2,72 раза, связана с добротностью Q и резонансной частотой f_0 соотношением

$$Q = \pi f_0 \tau. \quad (14)$$

Все необходимые измерения можно провести непосредственно по измерительной сетке электронного осциллографа.

ГЕНЕРАТОР СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ

Для стабилизации амплитуды колебаний генератора высокочастотных гармонических колебаний можно использовать тот же самый метод, что и в генераторе с мостом Вина (нелинейную положительную обратную связь, полученную в результате совместного действия линейной положительной обратной связи и нелинейной отрицательной). В схеме на рис. 21 сигнал положительной обратной связи снимается с одного витка катушки обратной связи, а сигнал отрицательной обратной связи — с четырех витков. В контурной же катушке содержится 40 витков. Для увеличения стабильности частоты колебаний коллектор транзистора подключен к одной четверти витков контурной катушки.

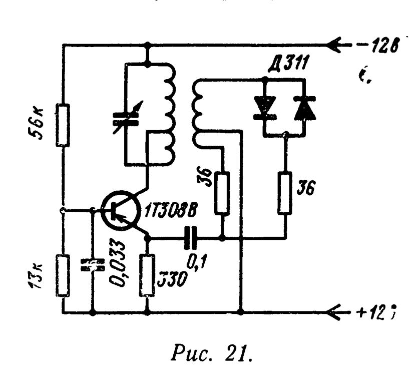


Рис. 21.

Генератор перекрывает диапазон частот от 130 до 400 *кгц*. В этом диапазоне частот изменение амплитуды генерируемых колебаний составляет 20%. Изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет амплитуду колебаний на 3% и частоту на 0,5% при частоте генерации 200 *кгц*. Температурный коэффициент напряжения примерно равен минус 1%/° С.

Налаживание усилителя рекомендуется производить по следующей методике. Сначала следует задаться амплитудой выходного напряжения. Выходное напряжение лучше всего снимать с части

витков контурной катушки или с дополнительной катушки связи. Затем, отключив цепь отрицательной обратной связи, подобрать такое число витков положительной обратной связи, чтобы на любых возможных частотах и в любых возможных режимах работы выходное напряжение было не менее заданного. Затем, включив цепь отрицательной обратной связи, подобрать такое число витков катушки отрицательной обратной связи, чтобы амплитуда выходного напряжения снизилась до требуемого уровня.

Температурный коэффициент изменения выходного напряжения несколько великоват. Однако обычно после такого генератора следует буферный усилитель. Выходное напряжение генератора с ростом температуры падает, а коэффициент усиления транзисторного усилителя возрастает. Оба эффекта действуют в противоположные стороны и в значительной мере могут компенсировать друг друга, так что напряжение на выходе буферного усилителя будет зависеть от температуры значительно меньше.

ГЕНЕРАТОР РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ.

Генератор радиоимпульсов прямоугольной формы получен путем шунтирования диодным ключом колебательного контура генератора со стабилизацией амплитуды колебаний, рассмотренного

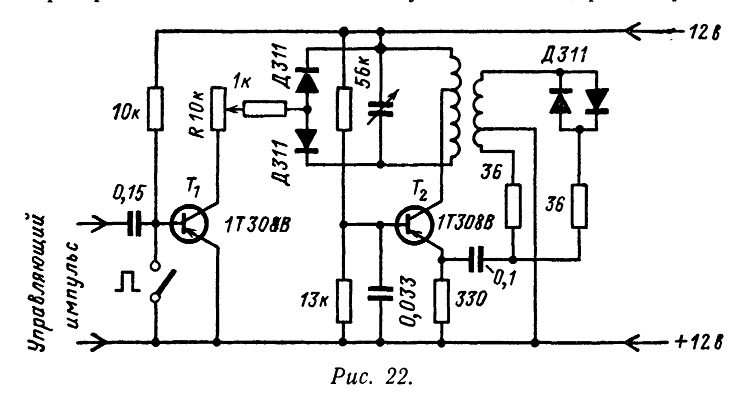


Рис. 22.

ранее. В результате получается схема заторможенного генератора, совмещенного с контуром ударного возбуждения.

Транзистор T_1 (рис. 22) используется для включения и выключения диодного ключа. При прохождении коллекторного тока транзистора T_1 через диоды ключа их сопротивление значительно падает, колебательный контур сильно шунтируется и колебания не генерируются. Если омическое сопротивление контурной катушки много меньше статического сопротивления диодов, то через контур проходит половина тока коллектора первого транзистора. В контуре накапливается магнитная энергия. При запирании первого транзистора положительным импульсом напряжения, поданным на его базу, ток через ключ прекращается. Сопротивление диодов резко возрастает. Диоды практически перестают шунтировать колебательный

контур. Накопленная в контуре магнитная энергия освобождается, и начинаются собственные колебания.

Амплитуда колебаний зависит от ранее протекавшего тока коллектора первого транзистора (до его запирания). В открытом состоянии транзистор T_1 находится в состоянии насыщения, а его коллекторный ток может плавно регулироваться переменным резистором R, давая возможность регулировать начальную амплитуду колебаний.

Транзистор T_2 поддерживает с помощью обратной связи амплитуду колебаний на неизменном уровне.

Как только транзистор T_1 после прекращения запирающего импульса отопрется, диоды ключа опять сильно зашунтируют колебательный контур и колебания мгновенно прекратятся.

Рис. 23.

Для получения хорошей формы колебаний необходимо так подобрать сопротивление переменного резистора, чтобы амплитуда начальных колебаний была равна амплитуде установившихся колебаний. При этом форма выходного напряжения, показанная на рис. 23, может быть практически идеальна.

Замыкая тумблер, стоящий в цепи базы первого транзистора, можно перевести генератор в режим непрерывных колебаний. В непрерывном режиме более удобно измерять частоту генерируемых колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966.

Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., «Наука», 1964.

Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Госэнергоиздат, 1963.

Грибанов Ю. И. Измерения в высокоомных цепях. М., «Энергия», 1967.

Ложников А. П., Сонин Е. К. Каскодные схемы на транзисторах. М., «Энергия», 1969.

Севин Л. Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.

Андреев Ю. А. Измерительная аппаратура на транзисторах. М., «Энергия», 1964.

Расчет схем на транзисторах. Пер. с англ. М., «Энергия», 1969.

Петин Г. П. Избирательный RC-усилитель с мостом Вина—«Радиоэлектроника», Изв. вузов. 1968, № 6.

Петин Г. П. Стабилизация амплитуды колебаний *RC* генераторов нелинейным мостом с полупроводниковыми опорными диодами. — «Радиоэлектроника», Изв. вузов, 1970, № 6.

Элмор В., Сендс М. Электроника в ядерной физике. М., Изд-во иностр. лит., 1953.

Юдич М. З. Схемы транзисторной электроники. М., «Энергия», 1966.

Петин Г. П. Генератор прямоугольных радиоимпульсов.— «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 3.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 11 коп.

МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

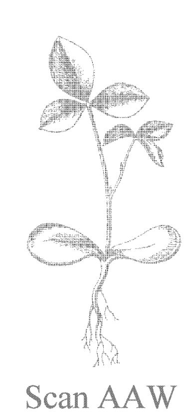
Выпуск 825

Г. П. ПЕТИН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ С ЛИНЕЙНЫМИ И НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ



ЭНЕРГИЯ
МОСКВА 1973



6Ф0.3
П29
УДК 621.382

Петин Г. П.

П29 Транзисторные усилители и генераторы с линейными и нелинейными обратными связями, М., «Энергия», 1973

32 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 825)

В брошюре собраны оригинальные схемы усилителей и генераторов с линейными и нелинейными обратными связями. Приводятся необходимые расчетные соотношения. Основное внимание уделяется принципу работы схем, их свойствам, характеристикам и параметрам.

Брошюра может представлять интерес для подготовленных радиолюбителей, студентов и инженеров, занимающихся вопросами конструирования радиоаппаратуры.

П $\frac{0345\text{-}000}{051(01)\text{-}73}$ 263-73 6Ф0.3

ГЕНРИ ПЕТРОВИЧ ПЕТИН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ С ЛИНЕЙНЫМИ И НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Редактор В. В. Маленженков
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Г. Г. Самсонова
Корректор З. Б. Драновская.

Сдано в набор 1/IX 1972 г. Подписано к печати 9/II 1973 г. Т-03054
Формат $84\times108^1/_{32}$ Бумага типографская № 3
Усл. печ. л. 1,68 Уч.-изд. л. 2,45
Тираж 50 000 экз. Зак. 424 Цена 11 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Московская типография № 13 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, Б-5, Денисовский пер., 30.

Отпечатано в московской типографии № 32 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, К-51, Цветной бульвар, 26. Зак. 479

ВВЕДЕНИЕ

Цепи обратной связи существенно влияют на характеристики усилителя.

Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, но уменьшает устойчивость усиления и неблагоприятно сказывается на ряде основных параметров. Поэтому в чистом виде положительную обратную связь используют только в схемах генераторов, а в схемах усилителей ее применяют редко. В схемах усилителей положительную обратную связь чаще применяют совместно с отрицательной. Такая комбинация при правильном ее расчете и конструирования не ухудшает стабильности усиления и позволяет получить ряд новых свойств.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но одновременно значительно улучшает другие основные параметры усилителей, что и обусловливает ее широкое применение.

Последовательная отрицательная обратная связь, при которой напряжение сигнала обратной связи вычитается из напряжения входного сигнала, увеличивает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления по напряжению и не меняет коэффициента усиления по току. Параллельная отрицательная обратная связь, при которой ток обратной связи вычитается из входного тока, уменьшает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления по току и не меняет коэффициента усиления по напряжению. Если сигнал отрицательной обратной связи как последовательной, так и параллельной пропорционален выходному напряжению, то при включении обратной связи происходит уменьшение выходного сопротивления усилителя. Если сигнал отрицательной обратной связи пропорционален выходному току, то такая обратная связь увеличивает выходное сопротивление усилителя. Конкретный выбор схем цепей обратной связи определяется тем, как требуется изменить параметры усилителя.

Правильно рассчитанная цепь отрицательной обратной связи прежде всего делает коэффициент усиления более постоянным, менее зависимым от всяких воздействий: влияния температуры, изменения напряжения питания, изменения параметров нагрузки, смены транзисторов. Резко уменьшаются нелинейные искажения и значительно увеличивается полоса усиливаемых частот. В большинстве случаев действует закономерность: во сколько раз за счет отрицательной обратной связи упал коэффициент усиления (по току или напряжению), во сколько раз изменяется в благоприятную сторону интересующий нас параметр — нестабильность коэффициента усиления, коэффициент нелинейных искажений, входное и выходное сопротивление усилителя.

Наилучшие результаты получаются в пределах полосы частот пропускания исходного усилителя без отрицательной обратной связи.

Вне этой полосы частот, а также и вблизи границ ее стабилизирующее и улучшающее действие отрицательной обратной связи ослабевает. Это связано с фазовыми сдвигами в схеме усилителя и в цепи отрицательной обратной связи, в силу чего обратная связь перестает быть чисто отрицательной. Наиболее сильные фазовые сдвиги наблюдаются за пределами полосы пропускания исходного усилителя. Как известно, любая элементарная реактивная (с отключенной цепью обратной связи) цепочка является фазосдвигающей, причем RC- или RL-цепочки дают фазовый сдвиг, не превышающий $\pi/2$. Две таких цепочки могут дать фазовый сдвиг, равный π, в результате чего чисто отрицательная обратная связь может перейти в положительную со всеми нежелательными последствиями. Однако для усилителя, содержащего вместе с цепью отрицательной обратной связи две фазосдвигающих цепочки, такой переход может совершиться только на нулевой или бесконечно большой частоте, где коэффициент усиления падает до нуля и в результате коэффициент получившейся положительной обратной связи также равен нулю. Поэтому усилитель не самовозбуждается и на всех частотах сохраняется устойчивость усиления при любой глубине обратной связи. Если же имеется три или более фазосдвигающих цепочки, то переход отрицательной обратной связи в положительную происходит на конечных частотах, близких к границам полосы пропускания усилителя с обратной связью. На этих частотах, при достаточной глубине обратной связи, возможно самовозбуждение усилителя, а если самовозбуждения нет, то возможна сильная неравномерность частотной характеристики. Наиболее склонны к самовозбуждению усилители, содержащие одинаковые параметры фазосдвигающих цепочек. Соответствующая частотно-фазовая коррекция может повысить устойчивость усилителя, однако получить глубокую отрицательную обратную связь в широкой полосе частот при наличии более чем двух фазосдвигающих цепочек затруднительно.

Каждый каскад усиления обычно имеет не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области высоких частот, и не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области низких частот.

Оптимальное число каскадов в усилительной ячейке с отрицательной обратной связью равно двум.

Если же число усилительных каскадов велико, то лучше разбить весь усилитель на отдельные ячейки с местной отрицательной обратной связью.

Однокаскадный усилитель не всегда можно охватить тем видом обратной связи, который нужен. Кроме того, так как коэффициент усиления одного каскада невелик, получить глубокую отрицательную обратную связь в однокаскадном усилителе не удается.

Для однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью справедлива закономерность — во сколько раз под воздействием обратной связи упал коэффициент усиления, во столько раз увеличится верхняя граничная частота полосы пропускания и уменьшится нижняя. В двухкаскадном усилителе коэффициент усиления падает быстрее, чем расширяется полоса усиливаемых частот. Сказывается действие увеличивающихся фазовых сдвигов. Еще меньше расширяется полоса пропускания многокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

Более подробное изложение общих свойств усилителей с обратными связями с соответствующей математической интерпретацией

можно найти во многих монографиях и учебных пособиях, посвященных теории усилительных схем.

В данной брошюре описаны некоторые интересные схемы транзисторных усилителей и генераторов с обратными связями. Все схемы экспериментально исследованы автором. Следует учесть, что нерациональный монтаж, плохая экранировка или плохая развязка по цепям питания могут привести к появлению паразитных обратных связей и к самовозбуждению усилителя. Все описанные схемы исследовались при питании от стабилизированного источника с малым внутренним сопротивлением и низким уровнем фона переменного тока.

Работоспособность большинства рассмотренных схем слабо зависит от типа и характеристик применяемых транзисторов. Например, замена высокочастотных транзисторов низкочастотными и наоборот влияет на частотные свойства в области высоких частот и не сказывается на низких. Никаких изменений в величинах применяемых резисторов производить не требуется. Для большинства схем замена германиевых транзисторов на кремниевые и наоборот также не требует изменений номиналов элементов схемы.

При выборе величин сопротивлений резисторов схем не преследовалась цель получения малого потребляемого от источника питания тока. Экономичность по питанию того или иного усилителя или генератора можно существенно повысить путем перерасчета. При этом, естественно, изменятся характеристики. Понизится температурная стабильность. Полоса пропускания уменьшится со стороны высоких частот и расширится в область низких. Могут измениться коэффициент усиления, входное сопротивление и другие параметры.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С БОЛЬШИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Обычные транзисторные усилительные каскады имеют сравнительно небольшое входное сопротивление (единицы килоом). Наибольшее входное сопротивление имеет каскад с общим коллектором — эмиттерный повторитель

$$R_{вх} \approx \beta R_э, \qquad (1)$$

где β — коэффициент усиления транзистора по току, $R_э$ — полное сопротивление в цепи эмиттера. Если включить два эмиттерных повторителя последовательно, то

$$R_{вх} \approx \beta_1 \beta_2 R_э, \qquad (2)$$

где β_1 и β_2 — коэффициенты усиления первого и второго транзисторов. Предположим, что $\beta=\beta_1=\beta_2=100$ и $R_э=1$ *ком*, тогда $R_{вх}=100$ *ком* для одного каскада и $R_{вх}=10$ *Мом* для двух. Приведенные цифры дают лишь тот предел, к которому можно приблизиться, если скомпенсировать шунтирующее действие цепей, создающих ток смещения базы, и шунтирующее действие сопротивления утечки коллекторного перехода первого транзистора. По переменному сигналу сопротивления включены параллельно входу. Такая компенсация легко может быть осуществлена путем использования напряжения обратной связи, введенного последовательно с шунтирующим сопротивлением. Если напряжение обратной связи

будет по величине и по фазе совпадать со входным, то разность потенциалов на сопротивлении обратится в нуль и ток по сопротивлению не потечет, т. е. будет осуществлена полная компенсация. Если же напряжение обратной связи будет отличаться от входного, то под воздействием обратной связи шунтирующее сопротивление Z увеличится и станет равным

$$Z_{эфф}=Z/(1-K_{о.с}), \tag{3}$$

где $K_{о.с}$ — коэффициент обратной связи, равный отношению напряжения обратной связи к входному напряжению. Компенсация будет тем лучше, чем ближе $K_{о.с}$ к единице; если $K_{о.с}>1$, станет возможным самовозбуждение усилителя за счет внесенного во входные цепи отрицательного сопротивления.

Таким способом можно уменьшить нежелательное шунтирующее действие не только активных сопротивлений, но и реактивных, например, скомпенсировать шунтирующее действие емкости коллекторного перехода первого транзистора или же скомпенсировать емкость кабеля, по которому подается сигнал на вход усилителя.

Следует особо подчеркнуть, что увеличение эффективного сопротивления с помощью компенсации сопровождается появлением нестабильности его величины. Само компенсируемое сопротивление Z может быть совершенно стабильным. Но эффективная его величина $Z_{эфф}$ зависит от коэффициента обратной связи, связанного с коэффициентом усиления усилителя, зависящим от температуры, напряжения питания и величины входного сигнала. Относительная нестабильность $Z_{эфф}$ оказывается равной

$$\frac{\Delta Z_{эфф}}{Z_{эфф}}=\frac{\Delta K_{о.с}}{K_{о.с}}\frac{K_{о.с}}{1-K_{о.с}}. \tag{4}$$

Поскольку $K_{о.с}\approx 1$, второй множитель в правой части (4) оказывается много больше единицы и относительная величина нестабильности $Z_{эфф}$ оказывается много больше относительной нестабильности коэффициента обратной связи. Только в схемах усилителей с очень глубокой отрицательной обратной связью, коэффициент усиления которых хорошо стабилизируется, можно получить более или менее стабильное входное сопротивление, используя метод компенсации для его увеличения. Расчеты показывают, что и в этом случае относительная нестабильность входного сопротивления остается большой. Она оказывается равной нестабильности коэффициента усиления по напряжению исходного усилителя без обратной связи. Например, при изменении температуры на 50° С входное сопротивление может измениться на 30—50%.

Вредное действие нестабильности входного сопротивления проявляется, во-первых, в измерительных усилителях, где она может создать дополнительные ошибки измерений, во-вторых, при больших амплитудах входных сигналов нестабильность проявляет себя как нелинейность и может привести к искажению формы сигнала. Основной способ уменьшения этих явлений заключается в создании схемы с входным сопротивлением, намного превышающим внутреннее сопротивление источника сигнала. Если это сделать невозможно, тогда необходимо шунтировать вход усилителя постоянным сопротивлением, величина которого много меньше входного. Необходимость использования метода компенсации для увеличения входного сопротивления в этом последнем случае требует специального рассмотрения.

На рис. 1 показана схема простейшего эмиттерного повторителя с повышенным входным сопротивлением. Сравнительно низкоомный делитель в цепи базы обеспечивает достаточную температурную стабильность усилителя. Две цепи обратной связи с эмиттера через емкости C_1 и C_2 на резисторы R_1 и R_2 компенсируют их шунтирующее действие. Входное сопротивление усилителя равно 100 *ком*. Оно падает до 50 *ком* на частотах 10 *гц* и 450 *кгц*. При работе с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление 100 *ком*, среднеквадратичное напряжение шумов, приведенных ко входу, равно 30 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. При работе с источником сигнала, имеющим малое внутреннее сопротивление по сравнению с входным сопротивлением, среднеквадратичное значение

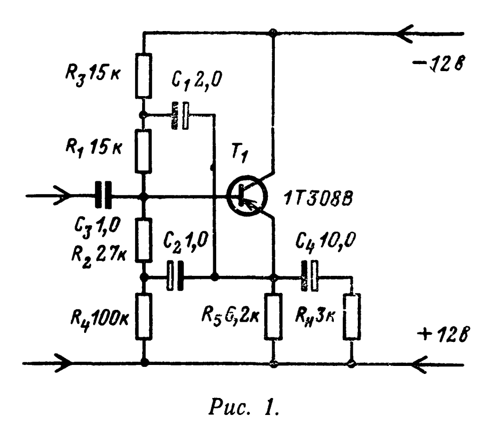


Рис. 1.

собственных шумов, приведенных ко входу, падает до 2 *мкв* в той же полосе частот.

Более совершенная схема показана на рис. 2. В ней цепь обратной связи с выхода усилителя на коллектор первого транзистора компенсирует шунтирующее действие резистора R_2, сопротивления утечки коллекторного перехода и емкость коллекторного перехода первого транзистора. Вторая цепь обратной связи, осуществляемая через емкость C_1, компенсирует шунтирующее действие резистора R_1 и одновременно увеличивает эффективное сопротивление нагрузки R_4 в цепи эмиттера первого транзистора, повышая тем самым коэффициент передачи первого транзистора.

Последовательно со входом схемы включен резистор R_3, предохраняющий от самовозбуждения на очень высоких частотах. Следует отметить, что все схемы эмиттерных повторителей и схемы усилителей с отрицательной обратной связью, поданной в цепь имиттера, склонны к самовозбуждению при подаче сигнала от источника сигнала, имеющего индуктивный характер внутреннего сопротивления. Эта индуктивность совместно с паразитными емкостями образует генератор по схеме емкостной трехточки, принципиальная схема которого по высокой частоте изображена на рис. 3. Паразитные емкости сравнительно невелики, поэтому самовозбуждение обычно наблюдается при самых высоких частотах, иногда сравнимых с предельной частотой усиления транзистора. Если используются

высокочастотные транзисторы, то замыкание входа схемы на рис. 2 проводником длиной в несколько десятков сантиметров создает достаточную индуктивность для самовозбуждения схемы без резистора R_3. Резистор R_3 вносит потери в колебательный контур и ухудшает условия самовозбуждения схемы. Его сопротивление

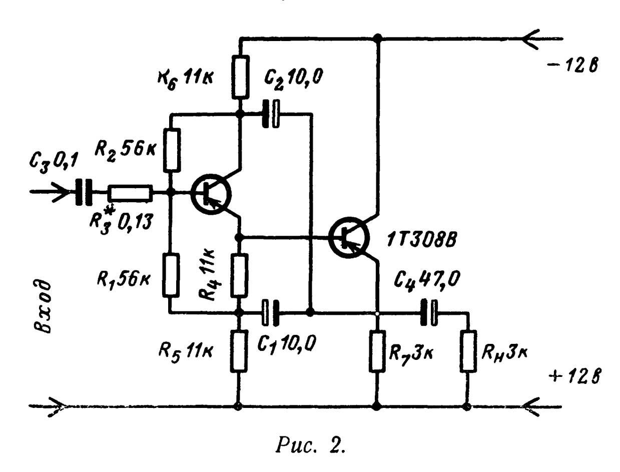


Рис. 2.

необходимо подбирать в зависимости от конкретной схемы и от характера источника сигнала. Следует, разумеется, начинать с самых малых значений R_3 и увеличивать до тех пор, пока при всех возможных параметрах внутреннего сопротивления источника сигнала не будет получена полная устойчивость работы. Обнаруживать самовозбуждение необходимо индикатором, подключенным в выходу схемы и реагирующим на частоты до нескольких десятков мегагерц. Сам индикатор не должен вносить на выход усилителя заметной емкости. При отсутствии подходящего измерительного прибора для наладки схемы можно подключить к выходу усилителя обычный диодный детектор с микроамперметром.

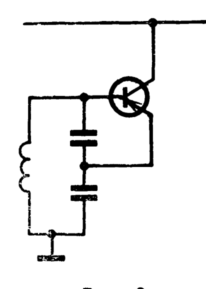


Рис. 3.

Входное сопротивление рассматриваемого усилителя равно 1,3 *Мом*. Оно падает до 650 *ком* на частотах 30 *гц* и 250 *кгц*. Величина напряжения собственных шумов, приведенных ко входу усилителя, в случае работы от источника сигнала с внутренним сопротивлением 1,3 *Мом* равна 300 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. При работе усилителя с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление меньше входного сопротивления усилителя, напряжение собственных шумов всего устройства падает. Эта закономерность характерна для всех усилителей с большим входным сопротивлением.

Сравнительно большое входное сопротивление данного усилителя позволяет согласовать его вход с колебательным контуром, являющимся источником сигнала, без каких-либо трансформирующих

устройств. Однако отмеченная ранее неустойчивость препятствует успешной работе такой схемы на частотах выше нескольких мегагерц.

К эмиттерным повторителям по своим свойствам близок двухкаскадный усилитель со 100%-ной отрицательной обратной связью (рис. 4), коэффициент усиления которого также очень близок к единице. Очень сильная отрицательная обратная связь обеспечивает хорошую температурную стабильность схемы. Входное сопротивление на низких частотах такое же, как и в предыдущей схеме, но с ростом частоты убывает более быстро, так как емкость коллекторного перехода первого транзистора не скомпенсирована.

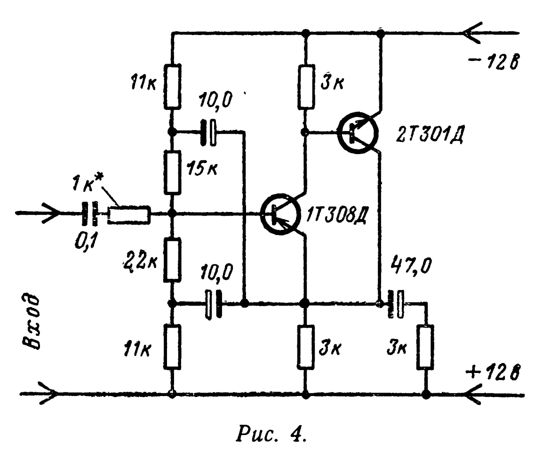


Рис. 4.

Увеличивая число каскадов в схемах подобного типа и вводя дополнительные обратные связи, можно еще больше поднять входное сопротивление, вплоть до нескольких сотен мегом. При этом значительно возрастает уровень собственных шумов. Более простые схемы с меньшим уровнем собственных шумов на низких частотах получаются при использовании полевых транзисторов. Даже простейшая схема усилителя на одном полевом транзисторе может обеспечить на низких частотах входное сопротивление в несколько мегом.

Схема, приведенная на рис. 5, аналогична схеме на рис. 2. Ее входное сопротивление равно 55 *Мом* на частоте 100 *гц*. Оно падает до 18 *Мом* на частоте 10 *кгц*. Среднеквадратичное напряжение собственных шумов при разомкнутом входе составляет 700 *мкв* в полосе частот от 150 *гц* до 20 *кгц*. Замыкание входа ведет к уменьшению собственных шумов до нескольких микровольт.

Увеличение сопротивлений резисторов в цепи затвора с 10 *Мом* до 470 *Мом* приводит к увеличению входного сопротивления до 2 200 *Мом*. Среднеквадратичное напряжение собственных шумов при разомкнутом входе увеличивается до 900 *мкв*.

Конструируя усилитель с очень большим входным сопротивлением, нужно обращать особое внимание на шунтирование входа усилителя монтажными и паразитными емкостями, снижающими полное входное сопротивление. Так, например, емкость в 1 *пф* на

частоте 1 000 *гц* эквивалентна сопротивлению в 159 *Мом.* Особенно большой может быть емкость коаксиального кабеля, соединяющего источник сигнала с усилителем. Если шунтирующее действие емкости этого кабеля нежелательно, то емкость можно в значительной

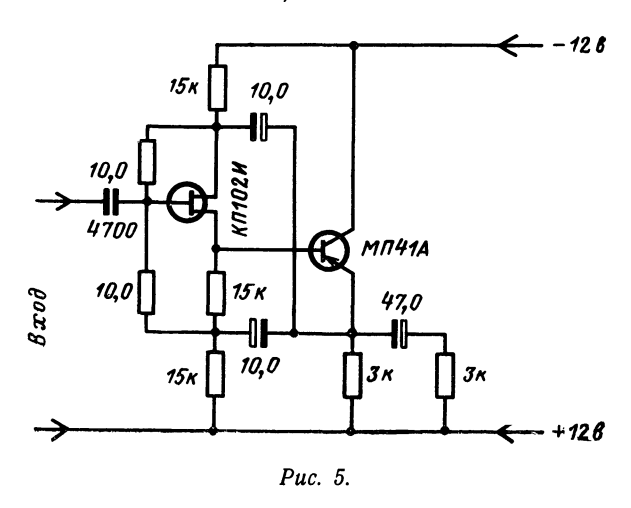


Рис. 5.

мере скомпенсировать, подав на наружный проводник сигнал с выхода усилителя. Величина этого сигнала должна быть как можно ближе к входному. Для уменьшения внешних наводок коаксиальный кабель в этом случае необходимо поместить в еще один заземленный экран. Для уменьшения паразитных монтажных емкостей полезно сам усилитель поместить в двойной экран и на внутренний экран подать сигнал с выхода усилителя. Такой способ борьбы с паразитными емкостями увеличивает емкость, шунтирующую выход усилителя, и усугубляет склонность к самовозбуждению на высоких частотах.

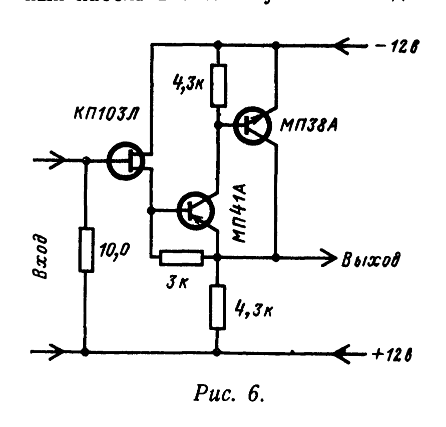


Рис. 6.

Коэффициент передачи по напряжению последней схемы равен 0,9. Основная потеря усиления происходит на полевом транзисторе, имеющем слишком малое значение крутизны характеристики. Повышая нагрузочное сопротивление истокового повторителя, коэффициент передачи по напряжению можно значительно приблизить к единице.

На рис. 6 показана схема усилителя с непосредственной связью, являющаяся комбинацией истокового повторителя и усилителя со

100%-ной отрицательной обратной связью. Истоковый повторитель нагружен на очень большое входное сопротивление второго усилителя. Коэффициент передачи по напряжению всего усилителя равен 0,98. Входное сопротивление на низких частотах практически совпадает с сопротивлением утечки, стоящим в цепи затвора полевого транзистора. Его можно менять в широких пределах, поскольку ток затвора полевого транзистора имеет величину порядка 1 *на* при комнатной температуре. В случае необходимости входное сопротивление можно увеличить на один-два порядка, применив метод компенсации в цепи затвора и стока так, как это делалось в предыдущей схеме. Таким образом, можно повысить входное сопротивление на низких частотах до 10 000 *Мом.*

Особенно удобна схема на рис. 6 для усиления медленно меняющихся сигналов, поскольку частотная характеристика ее линейна,

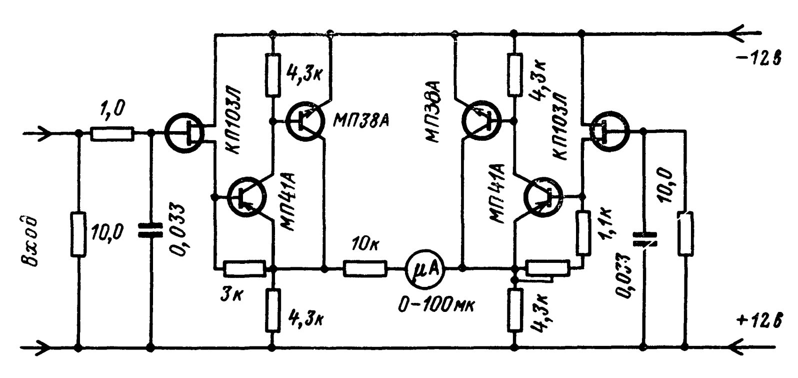


Рис. 7.

начиная с нулевой частоты. Такие сигналы очень часто регистрируются самописцем или стрелочным прибором. Для этой цели лучше всего использовать два таких усилителя, объединенных в балансную схему (рис. 7). Чувствительность схемы 10 *Мом/в* или 0,1 *мка* на всю шкалу измерительного прибора. Усилитель вносит нелинейные искажения, не превышающие 1%. Чувствительность мало зависит от напряжения питания и температуры, поскольку в схеме действует очень глубокая отрицательная обратная связь. Коэффициент передачи по напряжению отличается от единицы всего на 2%. Усилитель некритичен к типу используемых транзисторов. Главное требование — транзисторы должны обладать большим коэффициентом усиления при малых токах.

Стоящий в цепи затвора резистор предохраняет полевой транзистор от возможных перегрузок большим напряжением, случайно попавшим на вход. Конденсатор, шунтирующий затвор, не пропускает быстропеременные сигналы, на которые измерительный прибор среагировать не может из-за большой инерционности.

Вся правая половина схемы вводится в основном для обеспечения стабильности баланса при изменении температуры и напряжения питания. Стабильность баланса улучшается при подборе симметричных элементов схемы по возможности с одинаковыми

характеристиками и при создании для них одинаковых температурных условий. Без специального тщательного подбора симметричных элементов температурный дрейф, приведенный ко входу, имеет величину порядка 0,2 *мв/*° С, что мало заметно.

Уменьшая сопротивление нагрузки и увеличивая входное сопротивление, можно чувствительность усилителя значительно повысить, но при этом неизбежно увеличится дрейф нулевого отсчета.

МАЛОМОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Как уже отмечалось, оптимальное число усилительных каскадов, которое следует охватывать цепью глубокой обратной связи, равно двум. На рис. 8 представлена схема такой усилитель-

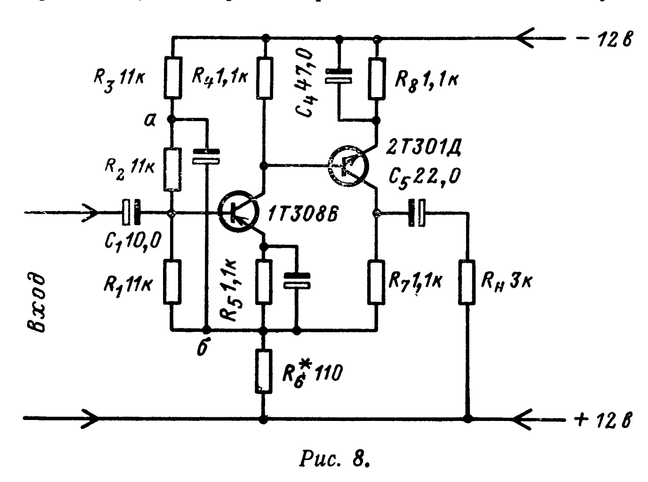


Рис. 8.

ной ячейки. Оба усилительных каскада собраны по схеме с общим эмиттером и охвачены последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Сигнал обратной связи снимается с резистора R_6, входящего в делитель R_6—R_7, и подается в цепь эмиттера первого транзистора. Коэффициент усиления по напряжению при глубокой отрицательной обратной связи оказывается равным $(R_6+R_7)/R_6$. Сигнал обратной связи, снимаемый с резистора R_6, используется также для компенсации шунтирующего действия резисторов R_1 и R_2, стоящих в цепи базы первого транзистора и уменьшающих входное сопротивление усилителя. Сигнал обратной связи в точку *б* подается непосредственно, а в точку *а* — через разделительную цепочку C_2R_3.

Без обратной связи (R_6 закорочен) усилитель имеет следующие параметры: коэффициент усиления по напряжению 2000, верхняя граничная частота 640 *кгц*, нижняя граничная частота 500 *гц*.

При включении резистора R_6 коэффициент усиления падает до 11, верхняя граничная частота полосы пропускания увеличивается до 24 *Мгц*, нижняя уменьшается до 10 *гц*. На низких частотах уси-

литель имеет входное сопротивление 160 *ком*. Оно падает до 80 *ком* на частоте 300 *кгц*.

Если уменьшить глубину отрицательной обратной связи, уменьшив сопротивление резистора R_6 до 11 *ом*, то коэффициент усиления по напряжению увеличивается до 100, верхняя граничная частота уменьшается до 9 *Мгц*, нижняя возрастает до 30 *гц*. Входное сопротивление равно 24 *ком* на низких частотах и 12 *ком* на частоте 400 *кгц*.

Рассмотренная усилительная ячейка является одной из наиболее совершенных схем данного типа. Она обладает очень хорошей температурной стабильностью и стабильностью всех своих параметров. Кроме уточнения сопротивления резистора R_6, определяющего коэффициент усиления, глубину отрицательной обратной связи и полосу пропускания, никаких подстроек и подбора элементов при налаживании не требуется.

Усилитель имеет сравнительно большое входное сопротивление. Однако это сопротивление нелинейно и не стабилизировано. В част-

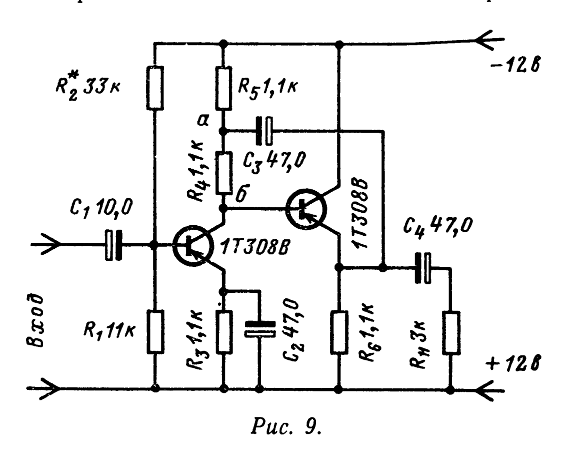


Рис. 9.

ности, оно заметно зависит от температуры и напряжения источника питания. Поэтому в системе, состоящей из источника сигнала, имеющего внутреннее сопротивление, сравнимое с входным сопротивлением усилителя, и усилителя, нет стабилизации коэффициента передачи сигнала, хотя коэффициент усиления по напряжению данного усилителя при глубокой отрицательной обратной связи стабилизируется очень хорошо. Кроме того, большие входные сигналы усиливаются с заметными искажениями. Оба нежелательных явления исчезают, если внутреннее сопротивление источника сигнала много меньше входного сопротивления усилителя. Отсутствие стабилизации и нелинейный характер входного сопротивления присущи любым схемам транзисторных усилителей с последовательной обратной связью.

На рис. 9 показана схема усилительного каскада с так называемой «динамической» нагрузкой. Первый каскад усиления собран по схеме с общим эмиттером. В точку *а* подан сигнал обратной связи с выхода эмиттерного повторителя. Эффективное сопротивление нагрузочного резистора R_4 возрастает в десятки раз, в резуль-

тате чего значительно увеличивается коэффициент усиления по напряжению первого усилительного каскада и усилителя в целом. Необходимая устойчивость усиления обеспечивается тем, что сигнал обратной связи снимается с выхода эмиттерного повторителя, коэффициент передачи напряжения которого меньше единицы, таким образом, напряжение обратной связи, подаваемое в точку *а*, всегда меньше напряжения в точке *б*.

Для данной схемы коэффициент усиления по напряжению равен 1 000. Полоса пропускания ограничена частотами 100 *гц* — 350 *кгц*. Входное сопротивление 1,2 *ком*. Таким образом, по всем показателям данная схема хуже, чем предыдущая без обратной связи, имеющая примерно такое же число деталей и ту же степень сложности. Тем не менее, применение ее как составной части более сложных усилителей в ряде случаев оказывается чрезвычайно полезным. Наиболее существенной отличительной особенностью ее является то, что она только один раз переворачивает фазу сигнала, в то время как предыдущая схема переворачивает фазу сигнала два раза.

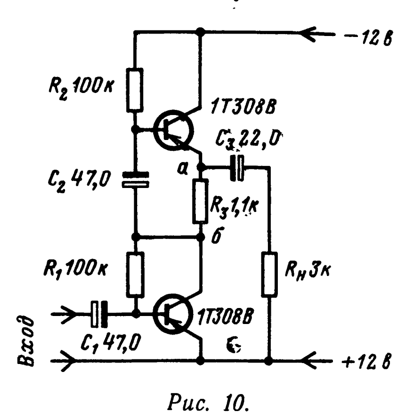


Рис. 10.

Схема усилителя с «динамической» нагрузкой и последовательным питанием, показанная на рис. 10, обладает совершенно аналогичными свойствами.

Коллекторной нагрузкой нижнего транзистора, работающего по схеме с общим эмиттером, служит резистор R_3, являющийся одновременно нагрузочным сопротивлением верхнего транзистора, включенного по схеме с общим коллектором. Благодаря тому что в точку *а* подается с эмиттерного повторителя почти то же самое напряжение, которое существует в точке *б*, эффективное сопротивление коллекторной нагрузки нижнего транзистора резко возрастает, что обеспечивает получение большого коэффициента усиления по напряжению. По этой же самой причине для эмиттерного повторителя эффективное сопротивление резистора R_3 также оказывается очень велико и практически вся переменная составляющая тока эмиттера верхнего транзистора поступает в нагрузку. Коэффициент усиления по напряжению данной схемы 1 100. Полоса пропускания охватывает диапазон частот от 70 *гц* до 350 *кгц*. Входное сопротивление, однако мало — 100 *ом* ($R_{вх} \approx R_1/K$). Это объясняется действием по переменному сигналу параллельной отрицательной обратной связи с коллектора на базу первого транзистора через резистор R_1.

Температурная стабильность усилителя обеспечивается действием отрицательных обратных связей по постоянному напряжению с коллекторов на базы обоих транзисторов через резисторы R_1 и R_2. Стабилизирующее действие этих цепей дополняется параметрической стабилизацией. Температурные изменения тока коллектора одного транзистора в значительной мере компенсируют температурные из-

менения тока другого транзистора. При равенстве характеристик обоих транзисторов и отсутствии резистора R_3 такая параметрическая стабилизация была бы полной. Для реальной схемы действие параметрической стабилизации заметно ослабевает.

Оба усилительных каскада имеют различные частотные характеристики. Полоса пропускания эмиттерного повторителя значительно шире полосы пропускания первого усилительного каскада. Фазовые искажения также определяются в основном первым усилительным каскадом. В результате фазовые искажения всего усилителя близки к фазовым искажениям одного усилительного каскада. Это позволяет две таких усилительных ячейки объединить в один усилитель, охваченный общей глубокой отрицательной обратной связью по напряжению при сохранении большого усиления (рис. 11).

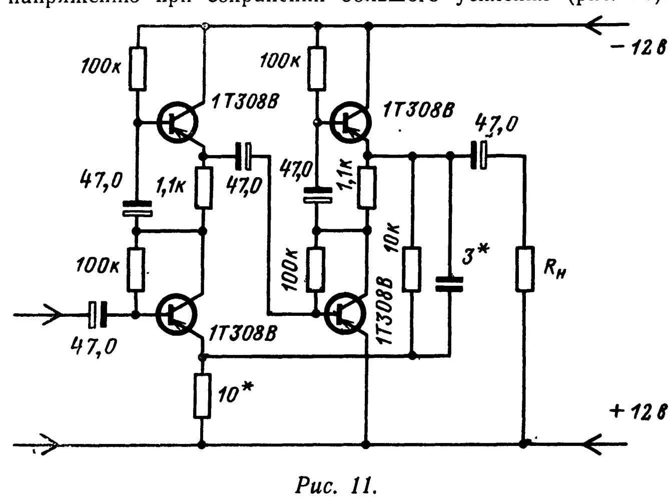


Рис. 11.

Без обратной связи коэффициент усиления по напряжению достигает 100 000. При включении обратной связи коэффициент усиления падает до 1 000. Нижняя граничная частота меньше 10 *гц*. Верхняя граничная частота полосы пропускания 1,5 *Мгц*. Форма частотной характеристики в области высоких частот существенно зависит от корректирующей емкости, включенной в цепи обратной связи. Входное сопротивление на низких частотах равно 15 *ком*; оно заметно зависит от температуры и напряжения питания. Поэтому стабилизирующее действие отрицательной обратной связи сохранится только в случае использования источника сигнала или предыдущего усилительного каскада с низким внутренним сопротивлением.

МОЩНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

От выходного каскада обычно требуют, чтобы он обеспечивал получение заданной выходной мощности в заданной полосе частот, имел высокий к. п. д., малые нелинейные искажения и низкое выходное сопротивление. Поскольку выходной каскад, как правило,

потребляет от источника питания большую часть мощности, повышение к. п. д. выходного каскада тесно связано с экономичностью по питанию и облегчением теплового режима. В транзисторных выходных каскадах широко используется режим В, теоретический предел к. п. д. которого равен 78% при усилении синусоидальных сигналов. Наиболее удобны бестрансформаторные схемы, усиливающие в широкой полосе частот и позволяющие использовать глубокую отрицательную обратную связь.

На рис. 12 показана одна из наиболее простых схем подобного типа усилителей. Симметричный выходной эмиттерный повторитель

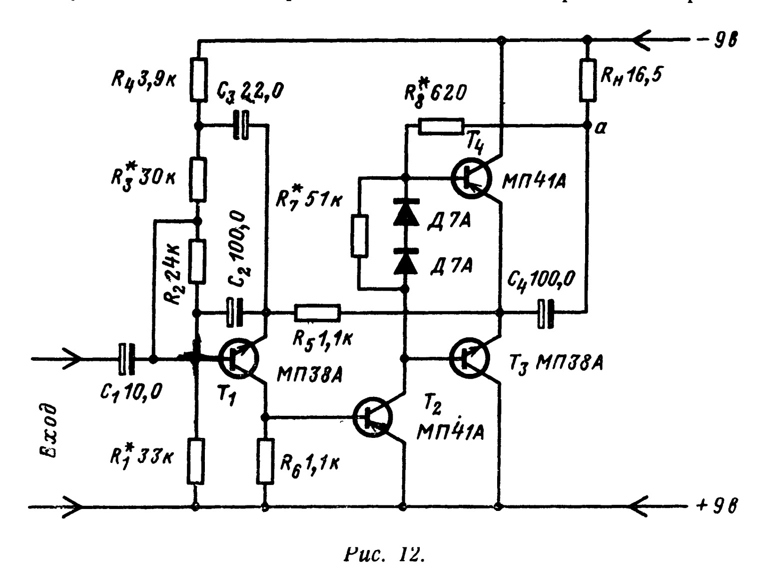


Рис. 12.

в режиме В собран на двух транзисторах T_3 и T_4 разной проводимости. Температурная стабилизация начального тока этих транзисторов осуществляется двумя диодами, включенными в прямом направлении между базами транзисторов. Как известно, температурный коэффициент напряжения диода, включенного в прямом направлении, примерно равен температурному коэффициенту напряжения между эмиттером и базой транзистора. Так как необходимо стабилизировать начальные токи двух транзисторов, то приходится использовать два диода. При протекании тока покоя транзистора T_2 по этим диодам на них возникает падение напряжения, создающее необходимое напряжение смещения. Величина этого напряжения зависит также от сопротивления резистора R_7, шунтирующего диоды. Резистор R_7 необходимо подобрать так, чтобы усиление слабых сигналов не сопровождалось искажением их формы и в то же время ток покоя был бы по возможности меньшим. Достаточен ток покоя транзисторов T_3 и T_4 1—2 *ма*.

Выходные транзисторы T_3 и T_4, включенные по схеме эмиттерного повторителя, не дают усиления по напряжению, поэтому для

получения максимально возможной выходной мощности и большого к. п. д. предыдущий усилительный каскад должен создать на базах выходных транзисторов переменное напряжение с амплитудой, близкой к половине напряжения питания. Местная обратная связь с выхода в точку *a* значительно расширяет динамический диапазон работы предыдущего усилительного каскада, так как она увеличивает напряжение питания этого каскада в самый тяжелый момент, когда транзистор T_2 почти заперт, а через транзистор T_4 течет максимальный ток эмиттера и максимальный ток базы. Одновременно потенциал базы T_4 приближается к потенциалу его коллектора. Добавление выходного напряжения к напряжению питания цепью обратной связи полностью компенсирует падение напряжения на резисторе R_8 за счет протекания по нему тока базы, если выполняется условие $R_8 \leqslant R_н B_4$, где $R_н$ — сопротивление нагрузки, B_4 — коэффициент усиления по постоянному току транзистора T_4. Данная цепь обратной связи значительно увеличивает коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада, собранного на транзисторе T_2, образующем вариант усилителя с «динамической» нагрузкой, более подробно рассмотренной ранее (см. схему на рис. 9).

Для уменьшения коэффициента нелинейных искажений желательно, чтобы транзисторы T_3 и T_4, работающие в двухтактном режиме В, имели по возможности одинаковые коэффициенты усиления. Нелинейные искажения уменьшаются и при уменьшении сопротивления резистора R_8, но при этом увеличивается потребляемый транзистором T_2 ток и падает коэффициент усиления.

Весь усилитель охвачен цепью глубокой отрицательной обратной связи. Напряжение обратной связи снимается с делителя, образованного резисторами R_5 и R_1, и подается в цепь эмиттера транзистора T_1. Если глубина этой обратной связи велика, то коэффициент усиления по напряжению оказывается равным $(R_1+R_5)/R_1$. Изменяя сопротивление резистора R_1, можно менять глубину отрицательной обратной связи в широких пределах.

С целью увеличения входного сопротивления усилителя производится компенсация проводимости резисторов R_2 и R_3 с помощью сигналов, снимаемых с эмиттера транзистора T_1 и подаваемых через разделительные конденсаторы C_2 и C_3.

Постоянная составляющая тока транзистора T_1 используется для стабилизации положения рабочей точки выходных транзисторов по напряжению. Для этого потенциал базы транзистора T_1 фиксируется на необходимом уровне делителем напряжения, составленном из резисторов R_1 — R_4. Потенциал эмиттера этого транзистора примерно равен среднему потенциалу эмиттеров выходных транзисторов, поскольку падение напряжения на резисторе R_5 при протекании по нему постоянной составляющей тока транзистора T_1 невелико. Рабочую точку по постоянному напряжению можно подобрать, изменяя сопротивление резистора R_2 или R_3. Усиление максимально возможных сигналов должно сопровождаться одинаковым ограничением отрицательной и положительной полуволн выходного напряжения. Это наиболее точный способ, осуществляемый с помощью осциллографа. Менее точно положение рабочей точки можно установить с помощью вольтметра, подобрав так сопротивление резистора R_2 или R_3, чтобы падение напряжения на транзисторе T_3 или T_4 было равно половине напряжения питания.

Усилитель при напряжении питания 9 *в* на нагрузке 16,5 *ом* развивает мощность 0,38 *вт*. Соответствующее входное напряжение равно 90 *мв*. Максимальный ток, потребляемый от источника питания, равен 75 *ма*. Коэффициент нелинейных искажений 3,5% на частоте 1 000 *гц* при выходной мощности 0,3 *вт*. Ток покоя составляет 12 *ма*. Входное сопротивление 25 *ком*. Полоса пропускания охватывает диапазон частот от 75 *гц* до 100 *кгц*. Со стороны низких частот полоса пропускания зависит от используемых разделительных емкостей, а со стороны высоких — от частотных свойств самих транзисторов.

Рассмотренная схема при использовании более мощных транзисторов и соответствующих изменений величин некоторых резисторов и конденсаторов может отдать значительно большую мощность. Однако зачастую трудно подобрать пару мощных транзисторов разной

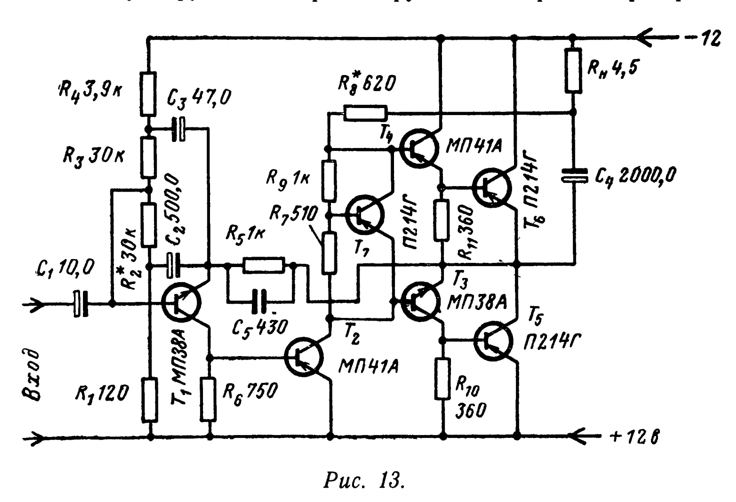


Рис. 13.

проводимости с примерно равными параметрами. В этом случае можно рекомендовать несимметричную схему (рис. 13) с двумя одинаковыми мощными транзисторами на выходе. Эта схема работает совершенно аналогично предыдущей. Часть схемы на транзисторах T_1 и T_2 аналогична схеме на рис. 12 Вместо диодной используется транзисторная схема температурной стабилизации, собранная на транзисторе T_7 и резисторах R_8 и R_9, обеспечивающая более широкий температурный диапазон работы. Вместо транзистора T_4 предыдущей схемы используется последовательное включение двух эмиттерных повторителей T_4 и T_6. Вместо эмиттерного повторителя на транзисторе T_3 предыдущей схемы используется двухкаскадный усилитель T_3 и T_5 со 100%-ной отрицательной обратной связью, так же как и эмиттерный повторитель, имеющий коэффициент передачи по напряжению, практически равный единице.

Исследование влияния температуры на работу усилителя показывает, что для нормальной работы усилителя в широком температурном диапазоне необходимо, чтобы напряжение смещения, приложенное между базами транзисторов T_3 и T_4, менялось со скоростью

примерно 6 *мв*/°С при среднем напряжении 300 *мв*. Реализовать такой режим на диодах можно только при использовании трех очень мощных диодов, что не всегда удобно. Схема температурной стабилизации (рис. 13) автоматически обеспечивает необходимую температурную зависимость напряжения смещения, поскольку в ее основу положен усилитель с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению с коэффициентом усиления, равным 3, а усиливаемым напряжением является напряжение между базой и эмиттером, меняющее со скоростью 2 *мв*/° С. Наилучшие результаты будут получены, если стабилизирующий транзистор будет иметь тепловой контакт с одним из выходных транзисторов. Их, например, можно закрепить рядом на общем радиаторе. В последнем случае использование в качестве стабилизирующего мощного транзистора очень удобно. Кстати сказать, из маломощных транзисторов только некоторые импульсные, например типа П25Б, более или менее подходят для целей температурной стабилизации.

В данной схеме цепью общей отрицательной обратной связи охвачено большее число каскадов, поэтому она менее устойчива. Она склонна к самовозбуждению на высоких частотах. Для борьбы с самовозбуждением используется корректирующий конденсатор C_5. Самовозбуждение усилителя на очень низких частотах наблюдается при большом внутреннем сопротивлении источника питания.

Процесс налаживания данного усилителя точно такой же, как и предыдущего. Однако надо иметь в виду, что самовозбуждение усилителя на высоких частотах обычно сопровождается резким возрастанием потребляемого тока; к. п. д. на этих частотах очень низок, поэтому происходят быстрый перегрев и выход из строя одного или нескольких транзисторов. Процесс этот может совершиться настолько быстро, что причина выхода из строя транзисторов может остаться неясной. Во избежание этого, прежде чем подавать первый раз на усилитель питающее напряжение, полезно предпринять ряд мер безопасности. Полезно временно включить в цепь коллектора транзистора T_5 резистор с сопротивлением 1—2 *ком* с целью ограничения максимального тока выходных транзисторов. После устранения возбуждения этот резистор необходимо убрать, так как он уменьшает выходную мощность и к. п. д. В процессе налаживания необходимо непрерывно контролизовать потребляемый ток. Полезно использовать источник питания с защитой от перегрузок, так как выход из строя транзисторов T_5 и T_6 ведет к короткому замыканию источника питания.

Ряд приближенных формул может помочь правильно согласовать данный или предыдущий усилитель с нагрузкой и источником питания.

Максимальная выходная мощность $P_{\text{вых.макс}}$ зависит только от напряжения источника питания $U_{\text{п}}$ и от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Для германиевых сплавных транзисторов

$$P_{\text{вых.макс}} = \frac{(U_{\text{п}} - 1{,}8)^2}{8R_{\text{н}}}. \qquad (5)$$

Максимальный потребляемый от источника питания ток $I_{\text{макс}}$ зависит от тех же параметров

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{п}} - 1{,}8}{6{,}28R_{\text{н}}}. \qquad (6)$$

Величина рассеиваемой на коллекторе одного выходного транзистора мощности не превышает значения

$$P_{к.макс} = U_п^2/10R_н. \quad (7)$$

Максимальный к. п. д. равен:

$$\eta = 78(1-1{,}8/U_п)\ \%. \quad (8)$$

Все приведенные формулы справедливы только для сигналов синусоидальной формы.

Усилитель, собранный по схеме на рис. 13, при напряжении питания 12 *в* и входном сигнале 500 *мв* развивает максимальную выходную мощность 2,9 *вт* на нагрузке 4,5 *ом*. От источника питания потребляется не более 0,36 *а*. Ток покоя равен 15 *ма*. Максимальный к. п. д. равен 67%. Входное сопротивление усилителя на частоте 1 000 *гц* равно 240 *ком*. Для получения малых нелинейных искажений необходимо иметь источник сигнала с внутренним сопротивлением, значительно меньшим этой величины. При внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном 1 *ком*, и мощности на выходе 2,6 *вт* коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 *кгц* составил 0,22%, при увеличении сопротивления источника сигнала до 240 *ком* коэффициент нелинейных искажений возрос до 2,5%.

Усилитель имеет полосу пропускания от 20 *гц* до 40 *кгц*. Коэффициент нелинейных искажений увеличивается по мере ухода от центральной частоты и приближения к границам полосы пропускания. Здесь еще раз будет полезно обратить внимание на то, что отрицательная обратная связь наиболее эффективно действует в полосе частот пропускания исходного усилителя без обратной связи. При включении же отрицательной обратной связи происходит сильное расширение полосы пропускания. Таким образом, если нужно получить высококачественный усилитель звуковых частот от 16 *гц* до 16 *кгц*, то исходный усилитель должен пропускать именно эту полосу частот, а после введения отрицательной обратной связи нижняя граничная частота полосы пропускания может уменьшиться до 1 *гц*, верхняя возрасти до 200 *кгц*. В случае необходимости полосу пропускания можно сузить до заданного значения, однако эту операцию необходимо произвести до подачи сигнала на мощный усилитель. Лучше всего ограничить полосу пропускания в предварительном усилителе или использовать между источником сигнала и мощным выходным усилителем пассивные фильтры.

Приведенные соображения объясняют, почему высококачественный выходной усилитель низкой частоты должен иметь полосу пропускания, значительно превышающую звуковой диапазон частот.

Указанные в схеме на рис. 13 транзисторы не могут обеспечить большого значения верхней граничной частоты, но если их заменить на более высокочастотные 1Т308В, 2Т301Д и П605А, то верхняя граничная частота увеличится до 350 *кгц*. Возможно использование в данной схеме и других высокочастотных транзисторов. Уменьшить нижнюю граничную частоту усиления можно только путем соответствующего увеличения разделительных емкостей схемы.

УСИЛИТЕЛЬ С ДЕТЕКТОРНЫМ ВЫХОДОМ

Процесс усиления часто завершается детектированием с последующей регистрацией выпрямленного тока стрелочным прибором, самописцем и т. п. Усилитель переменного тока может быть

сделан достаточно линейным. Однако детектирование малых уровней поданного на детектор сигнала (менее 1 *в*) сопровождается сильными нелинейными искажениями. Коэффициент передачи детектора при малых уровнях сигнала заметно зависит от характеристик диодов и, следовательно, от температуры. Все это ухудшает параметры устройства, состоящего из усилителя, детектора и измерительного прибора.

Уменьшить нелинейные искажения можно либо увеличивая подаваемый на детектор сигнал, что не всегда возможно, либо используя цепи нелинейной коррекции, либо используя глубокую отрицательную обратную связь по току, потребляемому детектором. Последний способ дает наилучшие результаты.

Для успешной линеаризации с помощью отрицательной обратной связи схема детектирования должна потреблять ток, пропорциональный выходному сигналу, т. е. необходимо использовать детектор среднего значения, а не пиковый. На рис. 14 изображена схема, в которой воплощены эти идеи. В основу ее положена схема усилителя на рис. 8. Усилитель обладает хорошей широкополосностью и достаточно большим запасом коэффициента усиления. Весь ток, потребляемый детекторной схемой, проходит через резистор R_6, и возникающее на нем падение напряжения является сигналом отрицательной обратной связи. Получается усилитель с глубокой последовательной отрицательной обратной связью по току. В таком усилителе обратная связь стабилизирует отношение выходного тока к входному напряжению. Линеаризующее действие обратной связи очень велико. Экспериментально не было обнаружено существенных отклонений от линейной зависимости между входным напряжением и током через измерительный прибор в пределах изменений тока от 5 до 100 *мка* и в диапазоне частот от 20 *гц* до 1 *Мгц*. Выходной ток 100 *мка* получается при подаче на вход напряжения 100 *мв*. Для сравнения укажем, что с выключенной обратной связью (резистор R_6 замкнут) при выходном токе 30 *мка* отклонение от линейности составляет 25%, а при токе 10 *мка* уже 100%.

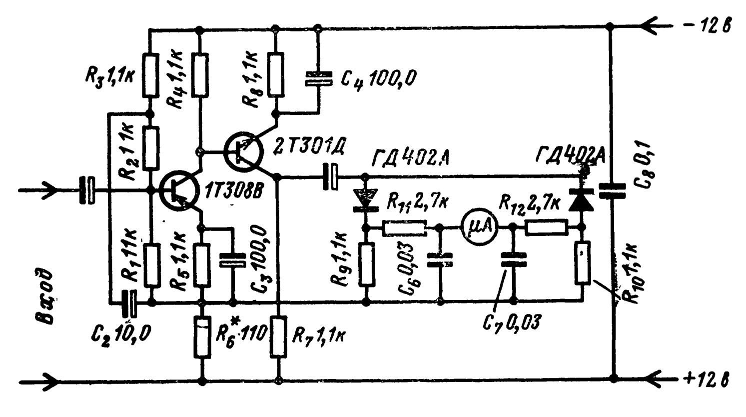


Рис. 14.

Глубина обратной связи и чувствительность усилителя в случае необходимости могут быть изменены в широких пределах подбором сопротивления резистора R_6.

Кроме показанной на рис. 14 детекторной схемы, возможно также применение обычной мостовой выпрямительной схемы. Однако в мостовой схеме одновременно работают по два диода, включаясь по переменному сигналу последовательно. Поэтому нелинейные искажения получаются больше. Кроме того, на высоких частотах паразитные монтажные емкости, вносимые цепями, связанными с прибором, сильнее влияют на частотную характеристику, чем в данной схеме, где их действие исключено развязывающими конденсаторами C_6 и C_7.

РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

Для стабилизации коэффициента усиления резонансного усилителя используется последовательная отрицательная обратная связь по току. Весь коллекторный ток второго транзистора проходит через резистор в цепи эмиттера первого транзистора (рис. 15). Такая

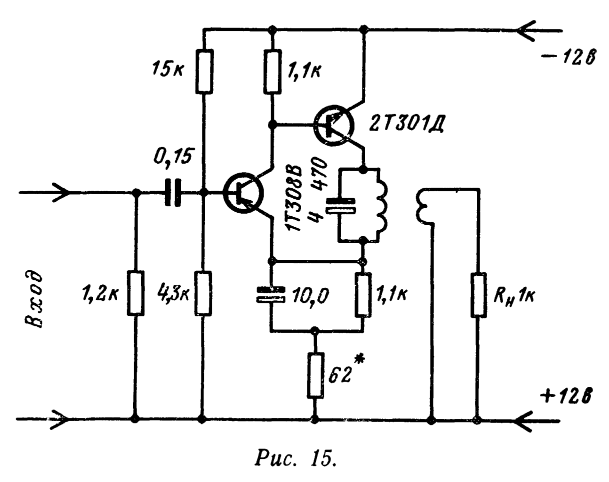


Рис. 15.

отрицательная обратная связь стабилизирует отношение выходного тока к входному напряжению. Поскольку коллекторный ток второго транзистора целиком проходит через колебательный контур, развивающееся на нем напряжение будет частотно-зависимым. Частотно-зависимым будет и напряжение на нагрузочном сопротивлении, которое обязательно должно подключаться к контуру с помощью трансформаторной связи во избежание прохождения части тока коллектора второго транзистора помимо цепи обратной связи. Отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилительного каскада, в результате чего при включении

отрицательной обратной связи в данной схеме контур меньше шунтируется и его добротность несколько увеличивается, а полоса пропускания сужается.

Последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление, но не стабилизирует его. Если внутреннее сопротивление источника сигнала велико, необходимо для стабилизации общего коэффициента передачи шунтировать вход усилителя таким сопротивлением, чтобы нестабильность входного сопротивления самого усилителя сказывалась мало.

На частоте 465 *кгц* был получен коэффициент усиления по напряжению, равный 24. Изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет коэффициент усиления на 2%. Для сравнения укажем, что без обратной связи этот же усилитель изменял коэффициент усиления на 35% при том же изменении напряжения питания.

Температурная нестабильность усиления связана главным образом с зависимостью добротности колебательного контура от температуры. Собственные потери энергии в контуре складываются из потерь на омическом сопротивлении катушки индуктивности, потерь энергии в сердечнике и конденсаторе. Все виды этих потерь могут зависеть от температуры, но наиболее сильно изменяется сопротивление катушки. Температурный коэффициент сопротивления катушки достигает 0,43%/° С. Потери энергии, вносимые в контур со стороны нагрузки, могут от температуры не зависеть. Поэтому необходимо стремиться к тому, чтобы большая часть потерь была связана с нагрузкой, а собственные потери энергии в контуре были бы относительно невелики. К сожалению, такое соотношение не всегда можно выдержать, поскольку добротность колебательного контура однозначно определяется из заданной полосы пропускания, а собственную добротность сделать очень большой затруднительно. В случае крайней необходимости температурную зависимость усиления можно заметно уменьшить, применив параметрическую температурную стабилизацию с помощью полупроводникового термистора, подключенного к контуру. Поскольку температурный коэффициент сопротивления термистора по величине примерно раз в 10 больше температурного коэффициента меди, то термистор уменьшит добротность колебательного контура всего примерно на 10%. Величина термистора не так важна, поскольку степень связи его с колебательным контуром можно менять в широких пределах. Удобнее всего термистор присоединить к специальной катушке связи, число витков которой можно было бы в процессе настройки менять. Способ температурной параметрической стабилизации термистором особенно удобен тем, что он дает возможность уменьшить температурные воздействия на усиление всего комплекса причин.

УЗКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С МОСТОМ ВИНА В ЦЕПИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Во всех рассмотренных схемах усилителей цепи обратной связи были частотно-независимыми. Использование частотно-зависимых обратных связей позволяет получить ряд схем с интересными свойствами. Рассмотрим узкополосный усилитель с

мостом Вина в цепи параллельной отрицательной обратной связи (рис. 16). Его наиболее целесообразно применять на низких частотах, где затруднительно получить малогабаритный колебательный контур с большим значением добротности. Часто усилитель с мостом Вина лежит в основе низкочастотных генераторов с плавной перестройкой частоты. Аналогичные свойства и область применения имеет усилитель с двойным Т-мостом.

В основу рассматриваемого усилителя положен двухкаскадный усилитель с большим коэффициентом усиления (см. схему на рис. 9). (Первый каскад выполнен на транзисторе МП41А). Два плеча моста Вина образованы резисторами R_1 и $R_2 + R_3$. Общая точка

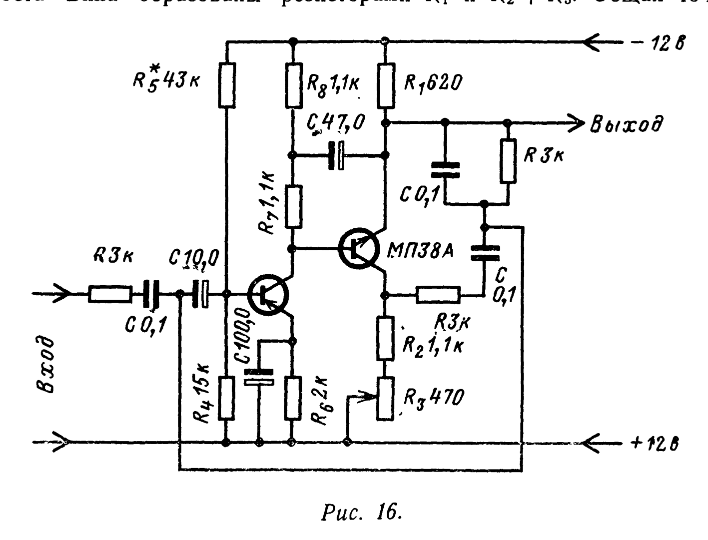


Рис. 16.

этих плеч по переменному току замыкается источником питания. Два других плеча образованы RC-цепочками с частотно-зависимыми сопротивлениями. В одну диагональ моста включен выходной транзистор усилителя, к другой диагонали подключен вход усилителя.

Входной сигнал подается через корректирующую RC-цепочку, величины R и C которой те же самые, что и в мосте Вина. Корректирующая цепочка делает коэффициент усиления независимым от частоты настройки моста и корректирует фазу выходного сигнала так, что в момент максимального усиления фаза выходного сигнала находится точно в противофазе к входному.

Так как входное сопротивление усилителя подключено к диагонали моста, то оно не влияет на частоту баланса.

На частоте баланса моста на вход усилителя не подается никакого сигнала обратной связи и усилитель сохраняет свое большое усиление. При отходе от частоты баланса на вход усилителя поступает сигнал отрицательной обратной связи и усиление резко падает. Балансировка моста по амплитуде производится резистором R_3. Теория показывает, что такой усилитель обладает всеми свойствами

резонансного усилителя с одиночным колебательным контуром, добротность которого

$$Q = \frac{K_0 + 1}{4 + R/R_{вх}}, \quad (9)$$

а резонансная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (10)$$

На частоте резонанса коэффициент усиления по напряжению максимален и равен:

$$K_{u\,макс} = \frac{K_0}{4 + R/R_{вх}} \approx Q. \quad (11)$$

В этих формулах K_0 — коэффициент усиления по напряжению исходного усилителя (усилителя без цепи обратной связи); R — сопротивление резистора в частотно-зависимом плече моста Вина; C — емкость конденсатора в частотно-зависимом плече моста Вина; $R_{вх}$ — входное сопротивление исходного усилителя.

Для усилителя на рис. 16 экспериментально получено $Q = 100$ при резонансной частоте 420 *гц*. Следует отметить, что добротность и усиление, рассчитываемые по формулам (9) и (11), соответствуют балансу моста на резонансной частоте. Резистором R_3 можно несколько разбалансировать мост и получить как большие, так и меньшие значения добротности и усиления, причем очень удобное с практической точки зрения соотношение $Q \approx K_{u\,макс}$ в любом случае выполняется. Этим путем не желательно получать добротность большую, чем это следует из формулы (9), так как возрастание добротности и усиления в этом случае получается за счет положительной обратной связи, возникающей при соответствующем разбалансе моста и ухудшающей стабильность коэффициента усиления. Наоборот, меньшие значения добротности получаются за счет такого амплитудного разбаланса моста Вина, при котором и на частоте резонанса сохраняется некоторая отрицательная обратная связь, ухудшающая стабильность усиления.

Таким образом, рассматриваемая схема позволяет путем изменения сопротивления резистора R_3 получать любые значения добротности, меньшие 100.

Сопротивления резисторов R, состоящих в частотно-зависимых цепях, для данной схемы близки к оптимальным и их нельзя изменять в широких пределах без опасности уменьшения добротности.

Для изменения частоты резонанса лучше всего соответствующим образом изменить емкость конденсаторов C в частотно-зависимых цепях. Плавное изменение частоты настройки в некоторых узких пределах можно осуществить, если сделать переменными и совместить на одной оси резисторы R.

Применение строенного блока переменных конденсаторов для плавной перестройки частоты в широких пределах возможно при усложнении схемы добавлением усилительного каскада с большим входным сопротивлением (рис. 17). Эта схема позволяет осуществить плавную перестройку частоты от 10 до 100 *гц*. При других сопротивлениях резисторов в частотно-зависимых цепях получаются

соответственно другие диапазоны перестройки. Постоянство коэффициента усиления и добротности по диапазону перестройки частоты зависит от точности подбора емкостей подстроечных конденсаторов,

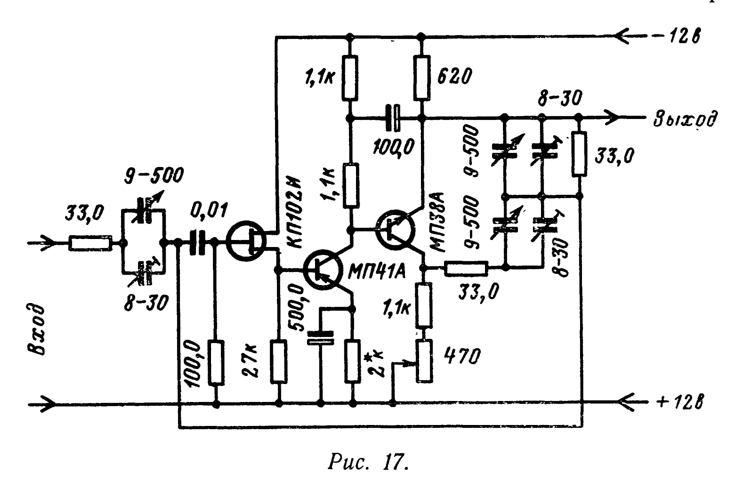


Рис. 17.

выравнивающих паразитные монтажные емкости, а также от тщательного выравнивания емкостей секций блока переменных конденсаторов.

ГЕНЕРАТОР С МОСТОМ ВИНА

Генератор гармонических колебаний (рис. 18) построен на базе рассмотренного узкополосного усилителя с мостом Вина. Для этого схема усилителя дополнена цепью нелинейной амплитудно-зависимой положительной обратной связи. С выхода усилителя сигнал подается на фазоинверторный каскад. В коллекторной цепи его стоит делитель напряжения, с которого снимается сигнал положительной обратной связи, обеспечивающий самовозбуждение усилителя. В отличие от узкополосных усилителей с колебательным контуром усилитель с мостом Вина дает неискаженную форму сигнала на выходе только в том случае, если все его усилительные элементы работают в линейном режиме. С целью ограничения амплитуды колебаний на уровне, не допускающем перегрузки усилителя, вводится вторая нелинейная цепь отрицательной обратной связи, основным элементом которой является варистор из двух диодов. При малых амплитудах диоды заперты и существующая положительная обратная связь надежно возбуждает схему. Как только амплитуда колебаний на эмиттере четвертого транзистора достигнет напряжения отпирания диодов, через них начнет протекать ток, который попадает в цепь обратной связи и уменьшает величину положительной обратной связи. Отпирание диодов происходит весьма резко, поэтому варистор осуществляет весьма эффективную стабилизацию амплитуды колебаний.

В рассматриваемой схеме изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет выходное напряжение от 400 до 480 *мв*. Температурный коэффициент выходного напряжения примерно равен минус 0,5%/°С и определяется температурным коэффициентом напряже-

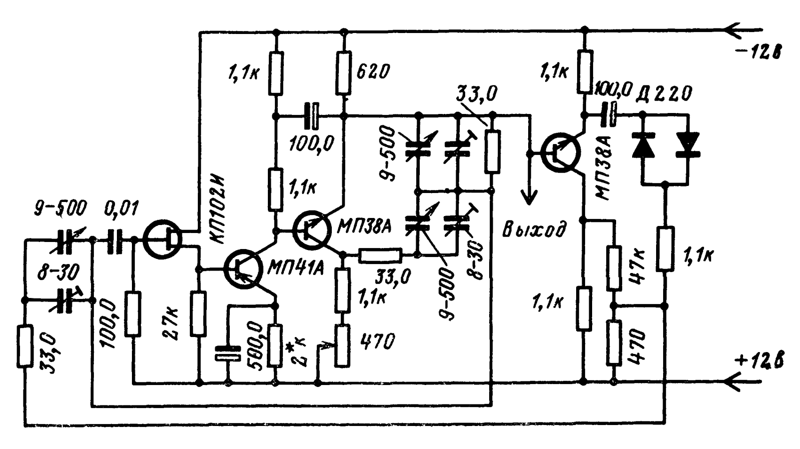


Рис. 18.

ния диодов варистора. В зависимости от сопротивлений резисторов в частотно-зависимых цепях схема может генерировать частоты от единиц герц до нескольких сотен килогерц.

Форма генерируемого напряжения, стабильность частоты и амплитуды зависят от величины положительной обратной связи. В данной схеме она регулируется переменным резистором. Хорошие результаты получаются, когда форма напряжения на входе узкополосного усилителя имеет вид, показанный на рис. 19.

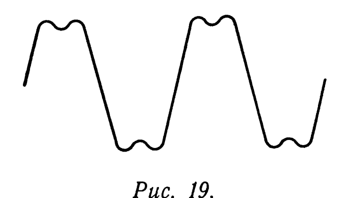


Рис. 19.

Хотя на входе усилителя форма напряжения сильно отличается от синусоидальной, однако узкополосный усилитель эффективно подавляет все высшие гармоники и результирующий коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения оказывается равным 0,8%. Лучшую форму генерируемого напряжения можно получить, если вместо данной схемы стабилизации режима работы применить схему с термистором. Однако термисторная схема обладает по сравнению с данной заметно большей зависимостью выходного напряжения от температуры.

УМНОЖИТЕЛЬ ДОБРОТНОСТИ

Используя частотно-зависимую цепь отрицательной обратной связи в усилителе с мостом Вина удается получить эквивалентную добротность порядка 100, хотя частотно-зависимая цепь

Вина имеет добротность, равную 1/3. Таким образом, частотно-зависимая цепь отрицательной обратной связи может увеличивать добротность в несколько сот раз. Такого же эффекта увеличения добротности можно добиться в усилителях с частотно-зависимой отрицательной обратной связью, полученной с помощью различных мостовых схем, построенных на базе колебательных контуров. Однако, поскольку колебательные контуры могут иметь собственную добротность, исчисляемую обычно несколькими десятками, результирующая добротность в усилителе с частотно-зависимой отрицательной обратной связью может быть порядка нескольких тысяч и приближаться к добротности кварцевого фильтра. При сравнении с усилителем, имеющим кварцевый фильтр, обнаруживается, что рассматриваемые схемы допускают плавную перестройку частоты, но сама частота настройки не является столь стабильной, как в усилителе с кварцевым фильтром.

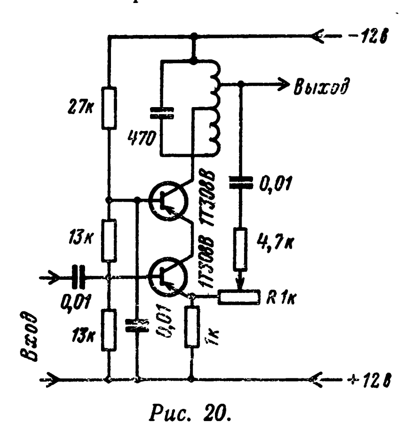


Рис. 20.

Схема усилителя подобного типа изображена на рис. 20. Усилитель построен по обычной каскодной схеме типа общий эмиттер — общая база. Этот выбор обусловлен большим выходным сопротивлением каскодного усилителя, в результате чего колебательный контур слабо шунтируется и сохраняет высокую добротность. Второй немаловажный фактор связан с большим коэффициентом усиления, позволяющим меньше шунтировать контур цепью обратной связи.

Резкое сужение полосы пропускания, которое эквивалентно возрастанию добротности колебательного контура, обусловлено подачей в цепь эмиттера нижнего транзистора сигналов положительной и отрицательной обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току частотно-независима и возникает при прохождении тока через сопротивления в цепи эмиттера. А так как ток коллектора второго транзистора и ток эмиттера первого в данной схеме отличаются очень мало, то сигнал отрицательной обратной связи оказывается пропорционален току через колебательный контур.

Сигнал положительной обратной связи пропорционален выходному напряжению и частотно-зависим. Совместное действие этих двух цепей обратной связи обладает свойствами частотно-зависимой мостовой схемы. Диагональ моста подключена к эмиттеру транзистора T_2. Стабильность усиления не ниже, чем у исходного усилителя с отключенными цепями обратной связи, будет наблюдаться во всех тех случаях, когда совместное действие этих двух цепей не приведет ни на каких частотах к появлению результирующей положительной обратной связи.

Рассмотрим случай оптимальной обратной связи, когда на резонансной частоте колебательного контура положительная и отри-

цательная обратные связи взаимно компенсируются (мост сбалансирован).

Практически оптимальную обратную связь можно установить следующим образом. Сначала эмиттер транзитора T_2 шунтируется конденсатором большой емкости. При этом обе цепи обратной связи оказываются отключенными. На вход усилителя подается сигнал и измеряется величина выходного сигнала на резонансной частоте.

Затем шунтирующий конденсатор отключается и переменным резистором R, регулирующим величину положительной обратной связи, устанавливают то же значение выходного напряжения. При этом необходимо произвести некоторую подстройку частоты до получения максимального усиления, так как полоса пропускания резко сужается и малейшая расстройка частоты становится очень заметной.

Итак, при оптимальной обратной связи на частоте резонанса положительная и отрицательная обратные связи взаимно компенсируются и усилитель имеет тот же коэффициент усиления, что и без обеих цепей связи. При отходе от резонансной частоты величина положительной обратной связи быстро падает, а отрицательная обратная связь полностью сохраняется. Результирующая обратная связь оказывается отрицательной. Усиление падает сильнее, чем без обратных связей. В результате получается сужение полосы пропускания, что эквивалентно возрастанию добротности колебательного контура. В первом приближении при оптимальной обратной связи добротность можно подсчитать по формуле

$$Q = Q_0 \frac{n_к}{n_0}, \qquad (12)$$

где Q_0 — добротность колебательного контура с учетом шунтирующего действия нагрузки и выходного сопротивления усилителя; $n_к$ — коэффициент включения контура в усилитель; n_0 — коэффициент включения контура в цепь обратной связи. Первый коэффициент равен отношению напряжения на коллекторе транзистора T_1 к напряжению на всем контуре. Второй — отношению напряжения на входе цепи положительной обратной связи к напряжению на всем контуре.

Оптимальная величина обратной связи получается, если сопротивление в цепи положительной обратной связи, т. е. между отводом от контура и эмиттером транзистора T_2, равно:

$$R_0 = Q_0 \frac{n_к n_0}{2\pi f_0 C}, \qquad (13)$$

где f_0 — резонансная частота; C — емкость колебательного контура. Оба соотношения (12) и (13) справедливы, при $R_0 \gg r_э$, $r_э$ — сопротивление эмиттера транзистора T_2.

С точки зрения получения более высокой добротности было бы желательно колебательный контур подключать к усилителю полностью. Тогда $n_к = 1$. Однако в этом случае увеличивается нестабильность резонансной частоты из-за непостоянства емкости коллекторного перехода второго транзистора. Использование частичного включения контура заметно улучшает стабильность резонансной частоты. Так если $n_к = 0{,}5$, то нестабильность резонансной частоты из-за влияния коллекторной емкости снижается в 4 раза.

Анализ формул (12) и (13) показывает, что можно увеличить добротность в пределах от единицы до нескольких десятков, а пол-

ное значение добротности может быть от нескольких десятков до нескольких тысяч.

Формулы (12) и (13) дают значение добротности при оптимальной обратной связи. Изменяя сопротивление цепи положительной обратной связи, можно получить и большие и меньшие значения добротности. Получение таким образом больших добротностей нежелательно, так как при этом ухудшается стабильность усиления.

В процессе наладки усилителя могут встретиться трудности с измерением очень больших значений добротности. Измерять добротность по полосе пропускания становится затруднительным, так как не хватает точности измерения частоты по шкале генератора. Лучшие определять добротность по времени затухания собственных колебаний, возбуждаемых прямоугольным низкочастотным напряжением, подаваемым на вход усилителя. Каз известно, время τ, в течение которого амплитуда собственных колебаний упадет в 2,72 раза, связана с добротностью Q и резонансной частотой f_0 соотношением

$$Q = \pi f_0 \tau. \qquad (14)$$

Все необходимые измерения можно провести непосредственно по измерительной сетке электронного осциллографа.

ГЕНЕРАТОР СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ

Для стабилизации амплитуды колебаний генератора высокочастотных гармонических колебаний можно использовать тот же самый метод, что и в генераторе с мостом Вина (нелинейную положительную обратную связь, полученную в результате совместного действия линейной положительной обратной связи и нелинейной отрицательной). В схеме на рис. 21 сигнал положительной обратной связи снимается с одного витка катушки обратной связи, а сигнал отрицательной обратной связи — с четырех витков. В контурной же катушке содержится 40 витков. Для увеличения стабильности частоты колебаний коллектор транзистора подключен к одной четверти витков контурной катушки.

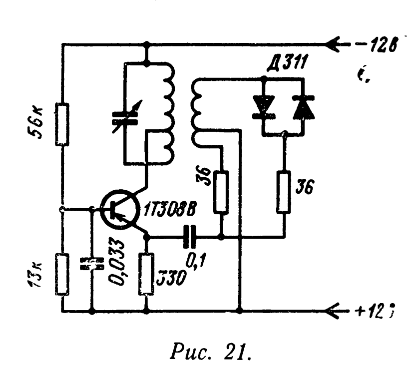


Рис. 21.

Генератор перекрывает диапазон частот от 130 до 400 *кгц*. В этом диапазоне частот изменение амплитуды генерируемых колебаний составляет 20%. Изменение напряжения питания от 8 до 16 *в* изменяет амплитуду колебаний на 3% и частоту на 0,5% при частоте генерации 200 *кгц*. Температурный коэффициент напряжения примерно равен минус 1%/°С.

Налаживание усилителя рекомендуется производить по следующей методике. Сначала следует задаться амплитудой выходного напряжения. Выходное напряжение лучше всего снимать с части

витков контурной катушки или с дополнительной катушки связи. Затем, отключив цепь отрицательной обратной связи, подобрать такое число витков положительной обратной связи, чтобы на любых возможных частотах и в любых возможных режимах работы выходное напряжение было не менее заданного. Затем, включив цепь отрицательной обратной связи, подобрать такое число витков катушки отрицательной обратной связи, чтобы амплитуда выходного напряжения снизилась до требуемого уровня.

Температурный коэффициент изменения выходного напряжения несколько великоват. Однако обычно после такого генератора следует буферный усилитель. Выходное напряжение генератора с ростом температуры падает, а коэффициент усиления транзисторного усилителя возрастает. Оба эффекта действуют в противоположные стороны и в значительной мере могут компенсировать друг друга, так что напряжение на выходе буферного усилителя будет зависеть от температуры значительно меньше.

ГЕНЕРАТОР РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ.

Генератор радиоимпульсов прямоугольной формы получен путем шунтирования диодным ключом колебательного контура генератора со стабилизацией амплитуды колебаний, рассмотренного

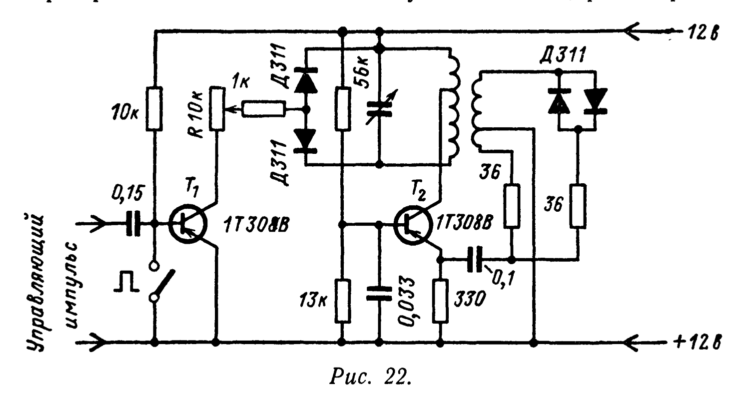


Рис. 22.

ранее. В результате получается схема заторможенного генератора, совмещенного с контуром ударного возбуждения.

Транзистор T_1 (рис. 22) используется для включения и выключения диодного ключа. При прохождении коллекторного тока транзистора T_1 через диоды ключа их сопротивление значительно падает, колебательный контур сильно шунтируется и колебания не генерируются. Если омическое сопротивление контурной катушки много меньше статического сопротивления диодов, то через контур проходит половина тока коллектора первого транзистора. В контуре накапливается магнитная энергия. При запирании первого транзистора положительным импульсом напряжения, поданным на его базу, ток через ключ прекращается. Сопротивление диодов резко возрастает. Диоды практически перестают шунтировать колебательный

контур. Накопленная в контуре магнитная энергия освобождается, и начинаются собственные колебания.

Амплитуда колебаний зависит от ранее протекавшего тока коллектора первого транзистора (до его запирания). В открытом состоянии транзистор T_1 находится в состоянии насыщения, а его коллекторный ток может плавно регулироваться переменным резистором R, давая возможность регулировать начальную амплитуду колебаний.

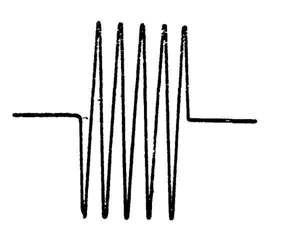


Рис. 23.

Транзистор T_2 поддерживает с помощью обратной связи амплитуду колебаний на неизменном уровне.

Как только транзистор T_1 после прекращения запирающего импульса отопрется, диоды ключа опять сильно зашунтируют колебательный контур и колебания мгновенно прекратятся.

Для получения хорошей формы колебаний необходимо так подобрать сопротивление переменного резистора, чтобы амплитуда начальных колебаний была равна амплитуде установившихся колебаний. При этом форма выходного напряжения, показанная на рис. 23, может быть практически идеальна.

Замыкая тумблер, стоящий в цепи базы первого транзистора, можно перевести генератор в режим непрерывных колебаний. В непрерывном режиме более удобно измерять частоту генерируемых колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966.

Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., «Наука», 1964.

Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Госэнергоиздат, 1963.

Грибанов Ю. И. Измерения в высокоомных цепях. М., «Энергия», 1967.

Ложников А. П., Сонин Е. К. Каскодные схемы на транзисторах. М., «Энергия», 1969.

Севин Л. Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.

Андреев Ю. А. Измерительная аппаратура на транзисторах. М., «Энергия», 1964.

Расчет схем на транзисторах. Пер. с англ. М., «Энергия», 1969.

Петин Г. П. Избирательный RC-усилитель с мостом Вина—«Радиоэлектроника», Изв. вузов. 1968, № 6.

Петин Г. П. Стабилизация амплитуды колебаний *RC* генераторов нелинейным мостом с полупроводниковыми опорными диодами. — «Радиоэлектроника», Изв. вузов, 1970, № 6.

Элмор В., Сендс М. Электроника в ядерной физике. М., Изд-во иностр. лит., 1953.

Юдич М. З. Схемы транзисторной электроники. М., «Энергия», 1966.

Петин Г. П. Генератор прямоугольных радиоимпульсов.— «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 3.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 11 коп.